Curso Básico de Eletrônica de Potência

Prof. Clovis Antonio Petry

www.ProfessorPetry.com.br

1 Índice

Introdução Geral	3
Capítulo 1 - Introdução à Eletrônica de Potência	7
Capítulo 2 - Componentes Semicondutores I	34
Capítulo 3 - Componentes Semicondutores II	70
Capítulo 4 - Especificação de Semicondutores e Cálculo Térmico	114
Capítulo 5 - Retificadores Monofásicos de Meia Onda com Carga Resistiva	143
Capítulo 6 - Retificadores Monofásicos de Meia Onda com Carga Resistiva-Indutiva	161
Capítulo 7 - Retificadores Monofásicos de Onda Completa com Carga Resistiva	190
Capítulo 8 - Retificadores Monofásicos de Onda Completa com Carga Resistiva-Indutiva	211
Capítulo 9 - Retificadores Monofásicos com Filtro Capacitivo	233
Capítulo 10 - Retificadores Monofásicos Controlados	257
Capítulo 11 - Conversores cc-cc: Princípio de Funcionamento	288
Capítulo 12 - Conversores cc-cc: Conversor Buck	310
Capítulo 13 - Conversores cc-cc: Conversor Boost	341
Capítulo 14 - Conversores cc-cc: Conversor Buck-Boost	373
Capítulo 15 - Projeto de Elementos Magnéticos	406
Capítulo 16 - Conversores cc-cc Isolados	464
Capítulo 17 - Conversores cc-cc Integrados	502
Capítulo 18 - Conversores cc-cc Operando em Malha Fechada	525
Capítulo 19 - Acionamento de Motores de Corrente Contínua	552
Capítulo 20 - Modulação PWM Senoidal	576
Capítulo 21 - Inversores de Tensão Meia Ponte	599
Capítulo 22 - Inversores de Tensão Ponte Completa	632
Capítulo 23 - Inversor PWM Senoidal	685
Capítulo 24 - Conversores CA-CA	709
Capítulo 25 - Estabilizadores de Tensão Alternada	746

1

Introdução

Introdução Geral

Meta deste capítulo

Apresentar ao leitor os assuntos que serão abordados neste trabalho, bem como sua organização e abordagem.

objetivos

- Apresentar os assuntos a serem estudados;
- Descrever brevemente a estrutura do trabalho;
- Posicionar o leitor sobre o contexto deste documento;
- Motivar o estudante para o estudo de eletrônica de potência.

Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

Continuidade

Após a leitura deste capítulo, o estudante poderá continuar seu estudo, iniciando pela introdução à eletrônica de potência, apresentada no capítulo 2.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisão em março de 2020).

1 Introdução

A Eletrônica de Potência é uma área da Engenharia Elétrica que tem por objetivo estudar a conversão eletrônica de energia. Está presente nos mais diversos equipamentos eletrônicos e nas mais diversas áreas da engenharia. Tem evoluído em consonância com a eletrônica de modo geral, e mais intimamente ligada à evolução da indústria de semicondutores, enquanto no século passado era denominada de Eletrônica Industrial, atualmente está inserida em praticamente todos os equipamentos eletrônicos, sejam industriais, comerciais e residenciais.

Pode-se dividir a eletrônica de potência em quatro grandes grupos de conversores: 1) Conversores ca-cc; 2) Conversores cc-cc; 3) Conversores cc-ca e 4) Conversores cc-ca. Os primeiros são mais conhecidos como retificadores, os segundos de *choppers* cc, os terceiros de inversores e os últimos de estabilizadores ou reguladores ca.

Além do estudo dos conversores para conversão eletrônica de energia, outros temas são relevantes na eletrônica de potência, caracterizando-a como disciplina multidisciplinar, quais sejam: circuitos elétricos, controle, semicondutores, processamento de sinais, eletromagnetismo, simulação eletrônica, dentre outras.

A construção de conversores eletrônicos de energia emprega componentes eletrônicos diversos, como por exemplo semicondutores, capacitores, indutores, transformadores, resistores, microcontroladores e microprocessadores, e outros. No século passado era comum se encontrar conversores utilizando válvulas, que foram substituídas posteriormente pelo uso de semicondutores a base de germânio e silício. Atualmente utilizam-se em larga escala semicondutores de silício e derivados, como o carbeto de silício.

Os circuitos empregados em eletrônica de potência podem operar em baixas ou altas frequências. São típicas as aplicações na frequência da rede de energia elétrica (50 ou 60 Hz), assim como no acionamento de motores com frequências até a ordem de 400 Hz, ou altas frequências visando a diminuição do tamanho final do produto, como por exemplo fontes chaveadas que operam na ordem de 500 kHz ou mais. É usual operar-se na faixa dos quilohertz, quando na implementação de conversores cc-cc e cc-ca, com frequências fora da faixa audível, ou seja, acima de 20 kHz.

As aplicações da eletrônica de potência são muito diversas e não caberiam aqui, se assim fosse desejado listar todas elas. Mas, algumas podem ser citadas a título de exemplo: fontes de alimentação para equipamentos eletrônicos, acionamento de motores cc e ca, iluminação, áudio, equipamentos para medicina, laboratórios, etc., alimentação ininterrupta de energia, energias alternativas, transporte elétrico, sistemas de transmissão e distribuição de energia, dentre inúmeras outras.

2 Organização do Documento

Esta apostila estará organizada em capítulos, estes distribuídos em forma de aulas, visando facilitar a abordagem ao longo do semestre, bem como o entendimento do conteúdo pelo estudante. Além do capítulo referente a Introdução Geral, os demais são:

1. Semicondutores: diodos e tiristores;
2. Semicondutores: BJT, MOSFET e IGBT;
3. Especificação de componentes semicondutores;
4. Projeto térmico;
5. Retificadores de meia onda com carga resistiva;
6. Retificadores de meia onda com carga resistiva-indutiva;
7. Retificadores de onda completa com carga resistiva;
8. Retificadores de onda completa com carga resistiva-indutiva;
9. Retificadores com filtro capacitivo;
10. Retificadores controlados;
11. Conversores cc-cc: princípio de funcionamento;
12. Conversores cc-cc: conversor Buck;
13. Conversores cc-cc: conversor Boost;
14. Conversores cc-cc: conversor Buck-Boost;
15. Projeto de elementos magnéticos;
16. Conversores cc-cc isolados;
17. Conversores cc-cc integrados;
18. Conversores cc-cc operando em malha fechada;
19. Modulação PWM senoidal;
20. Conversores cc-ca: conversor meia ponte;
21. Conversores cc-ca: conversor ponte completa;
22. Acionamento de motores cc-cc;
23. Inversor PWM senoidal;
24. Conversores ca-ca: controle por ângulo de fase;
25. Conversores ca-ca: controle por ciclos inteiros;
26. Estabilizadores de tensão;
27. Energia fotovoltaica;
28. Carregadores de baterias;
29. Iluminação com LEDs;
30. Fontes chaveadas;
31. Controle de temperatura;

32. Chaves de partida;
33. Anexo I – Simulador PSIM;
34. Anexo II – Arduino.

3 Breve Prefácio

Esta é a primeira versão da apostila, que tem por intuito facilitar o estudo na disciplina de eletrônica de potência do Curso Técnico Integrado do IFSC, mas que poderá ser utilizada livremente em outros cursos.

Em sendo uma versão inicial, tem-se claro que melhoras serão necessárias, implicando em novas versões no futuro próximo, bem como a inserção e retirada de capítulos e tópicos, se assim for necessário.

O autor deseja aos leitores bom proveito do material disponibilizado.

Clóvis Antônio Petry

Capítulo 1

Introdução à Eletrônica de Potência

Meta deste capítulo

Contextualizar o estudante no assunto e mostrar o estado atual da tecnologia em eletrônica de potência.

objetivos

- Apresentar a importância da eletrônica de potência;
- Apresentar aplicações da eletrônica de potência;
- Identificar os principais desafios da área de eletrônica de potência;
- Mostrar as principais diferenças entre circuitos lineares e circuitos chaveados;
- Resolver exercícios envolvendo elementos básicos de conversão de energia;
- Iniciar o contato com conversão eletrônica de energia.

Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

Continuidade

O estudo continuará envolvendo componentes semicondutores aplicados à eletrônica de potência.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2021).

1 Introdução

A eletrônica de potência é uma antiga área da engenharia elétrica, inicialmente destinada a aplicações industriais, mas que no decorrer do tempo evolui para ser utilizada em ambientes residenciais e comerciais também. Atualmente, praticamente todos os equipamentos eletrônicos utilizam algum tipo de conversão de energia, que é a atividade fim da eletrônica de potência.

Este capítulo pretende introduzir o estudante no estudo de eletrônica de potência, fornecendo um contexto geral da área, além do princípio básico envolvido na conversão eletrônica de energia.

2 Considerações Iniciais em Eletrônica de Potência

Desde o início do século 20 até os presentes dias a Eletrônica de Potência tem alcançado grandes avanços e se alastrado às mais diversas áreas. Considera-se que ela é responsável pela segunda revolução na eletrônica, sendo que a primeira foi causada pela invenção dos transistores e consequente fabricação de circuitos integrados. Com o desenvolvimento de materiais semicondutores capazes de comandar potências da ordem de centenas de watts o processamento eletrônico da energia passou a integrar uma infinidade de equipamentos eletroeletrônicos, caracterizando o que se denomina de era da Eletrônica de Potência.

Figura 1 – Aplicação de eletrônica de potência em conversão de energia – Itaipu Binacional.
Fonte: http://economia.uol.com.br. Acesso em: 14/08/2013.

Atualmente está se vivendo numa era de reinvenção industrial, para a qual a Eletrônica de Potência e outras áreas básicas, como comunicações, computação e tecnologias de transporte são indispensáveis e evoluem rapidamente. Juntamente com a computação, a Eletrônica de Potência

forma a base para as indústrias automatizadas.

Em virtude do aumento de compacticidade e queda nos custos na tecnologia disponibilizada pela Eletrônica de Potência esta irá se expandir ainda mais nas áreas residencial, comercial, industrial e militar. Avanços no campo teórico, seja em ferramentas de análise e de simulação e no campo prático ou na capacidade elétrica e disponibilidade dos semicondutores, têm possibilitado o surgimento de inúmeras topologias de conversores, com desempenhos cada vez melhores, contribuindo também para o avanço e expansão desta importante área do conhecimento. A redução de custos pode ser conseguida por meio da implementação em software de todas as funções possíveis de um conversor e da integração de circuitos, visando reduzir o número de componentes nos circuitos eletrônicos. Estima-se que os preços médios dos circuitos integrados usados em Eletrônica de Potência deverão cair na faixa de 2,4 a 6,3% ao ano, dependendo da categoria do produto.

Dentre as utilizações do processamento eletrônico de energia tem-se: aplicações eletroquímicas, controle de luminosidade e aquecimento, reatores eletrônicos, equipamentos eletroeletrônicos, transmissão de energia elétrica, acionamento de motores, filtragem ativa de corrente e tensão, entre outras. A Eletrônica de Potência pode ser vista como uma interface entre as fontes de energia disponíveis e os consumidores, realizando a conformação das grandezas conforme as necessidades a montante ou a jusante. Nota-se, então, a característica de multidisciplinaridade desta área, quais sejam: componentes semicondutores, circuitos, máquinas elétricas, teoria de controle, eletrônica de sinais, microcomputadores, integração de circuitos, projeto auxiliado por computador, resfriamento, tecnologia de produção, entre outras.

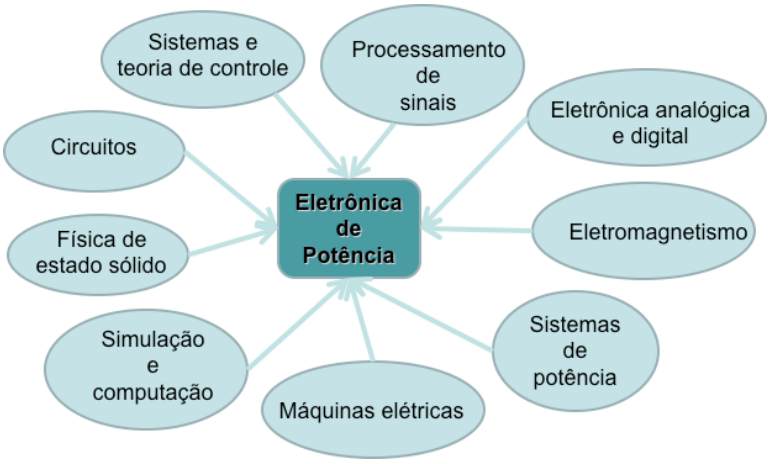


Figura 2 – A eletrônica de potência é multidisciplinar.

Num planeta em busca de soluções para os problemas de poluição e esgotamento de fontes energéticas, a Eletrônica de Potência pode contribuir oferecendo tecnologia para a utilização em grande escala de energias “limpas”, tais como: solar, eólica e células combustíveis.

Figura 3 – Geração de energia com painéis fotovoltaicos em estacionamento de veículos.

Fonte: http://g1.globo.com. Acesso em: 14/08/2013.

Estima-se que nos EUA de 15 a 20% da energia elétrica pode ser aproveitada de forma mais eficiente com ajuda da Eletrônica de Potência, além do que, da energia gerada, 20% é consumida com iluminação e outros 65% com acionamentos de motores, o que mais uma vez é campo de aplicação da Eletrônica de Potência, principalmente com equipamentos de alta eficiência para uso residencial. Da mesma forma, com a queda dos custos, condicionadores de energia podem ser usados em escala maior, visando a regeneração de energia em acionamentos de motores de alta potência.

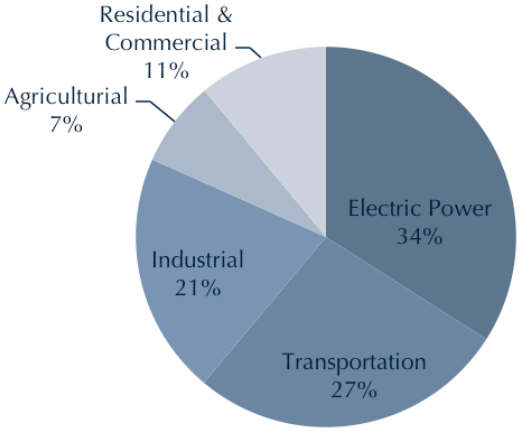


Figura 4 – Distribuição do consumo de energia elétrica nos EUA por setor.

Fonte: http://www.c2es.org. Acesso em: 14/08/2013.

A história da Eletrônica de Potência pode ser confundida com a própria história da Engenharia Elétrica, desde que as primeiras aplicações envolvendo eletricidade exigiam seu controle e interfaceamento. A cronologia resumida da Eletrônica de Potência até o presente momento pode ser encontrada nas referências (Petry, 2005).

A evolução desta área está fortemente ligada à evolução dos dispositivos utilizados para

realizar a comutação. Após a invenção dos semicondutores de potência tiveram-se avanços inimagináveis anteriormente, sendo que a evolução destes dispositivos é seguida a passos largos pela evolução da Eletrônica de Potência. Esta dependência é tão grande que, em termos de custo, os semicondutores de potência são responsáveis por 20 a 30% do gasto total num equipamento. Supõe-se que com o uso de novos materiais semicondutores como, por exemplo, o carbeto de silício (*silicon carbide*) e o diamante, uma nova revolução na Eletrônica de Potência, de maior intensidade do que a vista com o advento dos tiristores, irá acontecer.

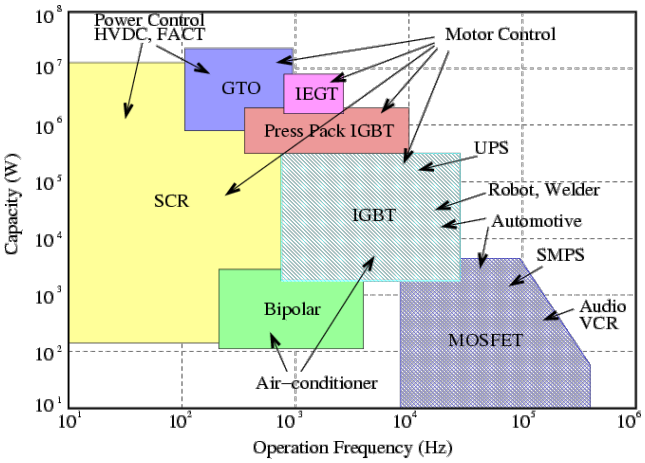


Figura 5 – Semicondutores para eletrônica de potência.

Fonte: http://www.iue.tuwien.ac.at. Acesso em: 14/08/2013.

Com a queda drástica dos preços, os motores elétricos irão incorporar os circuitos de acionamento e controle. As formas de encapsulamento dos conversores de potência, influenciadas atualmente pelo sistema de ventilação, sofrerão mudanças radicais devido ao aumento de rendimento dos circuitos usando semicondutores de melhores características elétricas, bem como da integração tridimensional, que engloba os circuitos de potência, controle, monitoramento, elementos passivos e dissipadores, possibilitando montagens mais compactas e aproveitamento de elementos parasitas.

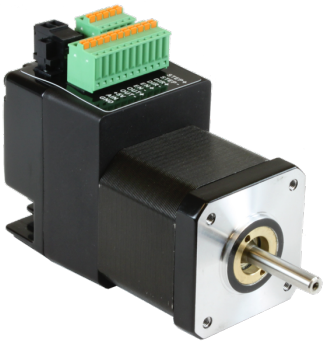


Figura 6 – Motor com conversor integrado.

Fonte: http://www.electromate.com. Acesso em: 14/08/2013.

Em termos de controle vislumbra-se o uso de controle inteligente, visando uma integração maior entre diversos equipamentos. A utilização de elementos discretos, analógicos ou digitais, restringe-se a equipamentos simples, tais como controle de luminosidade, carregadores de baterias, ou fontes de baixa potência. Já em aplicações de elevada frequência, como fontes chaveadas, por exemplo, usam-se circuitos integrados dedicados, devido a sua simplicidade e resposta rápida. Em sistemas complexos, como acionamento de motores, transmissão de energia e sistemas ininterruptos de energia (UPS) preferem-se microprocessadores.

Figura 7 – Controle inteligente de conversores aplicado ao transporte.

Fonte: http://www.elitedayle.com. Acesso em: 14/08/2013.

Em altas potências, a modularização deve ser aumentada, para redução de custo, aumento de eficiência, flexibilidade, etc. Em baixas potências a integração total deve continuar objetivando reduzir custo, volume e aumentar o desempenho e a vida útil dos equipamentos. Já em médias potências a integração total de diferentes sistemas oferece oportunidades de pesquisa e contribuições tecnológicas, pois se desejam melhoras em termos de custo, modularização, controle e monitoramento, performance e robustez.

Figura 8 – Conversor de alta potência.

Fonte: http://www.windpowerengineering.com. Acesso em: 14/08/2013.

3 Conversão de Energia e Eletrônica de Potência

A conversão de energia é usual no desenvolvimento da humanidade, ocorrendo de diferentes modos e empregando diferentes tecnologias. Do mesmo modo, a conversão da energia elétrica em outras formas, ou destas em energia elétrica é uma importante atividade da área tecnológica atual. Assim, a conversão se dá para:

- Aplicações diferentes conforme a forma;
- Dificuldades de armazenamento;
- Dificuldades de transmissão;
- Alteração/adaptação de amplitudes, formas e quantidades;
- Reaproveitamento de energia.

Por exemplo, a energia elétrica é convertida em energia sonora nos alto-falantes. Já no microfone ocorre o processo inverso. Nos geradores de energia elétrica, a energia potencial da água é convertida em energia elétrica; o que também pode ocorrer pela conversão da energia eólica, térmica, em parques de geração eólica e em usinas termoelétricas, por exemplo.

Com a finalidade de converter energia elétrica com determinada amplitude e frequência em outras amplitudes e frequências, além de permitir a alteração da forma, surgiram os conversores rotativos, atualmente substituídos pelos conversores estáticos.

Um conversor rotativo é aquele converte energia usando mecanismos móveis (gerador-motor-gerador). Já um conversor estático é um dispositivo eletrônico que converte energia sem usar componentes móveis (giratórios).

O termo conversor estático era utilizado em anos anteriores para designar a área de eletrônica de potência. Atualmente, por se considerar o caráter interdisciplinar desta área, denomina-se simplesmente de eletrônica de potência, englobando assim as diversas aplicações, grupos de conversores e tecnologias envolvidas com a finalidade de controlar o fluxo de energia elétrica entre diferentes elementos.

Figura 9 – Conversor rotativo: motor + gerador.
Fonte: http://www.forster.ind.br. Acesso em: 14/08/2013.

Figura 10 – Conversor estático.
Fonte: http://www.weg.net. Acesso em: 14/08/2013.

3.1 Definição de Eletrônica de Potência

Definir Eletrônica de Potência é uma tarefa bastante difícil, e conseguir consenso nesta definição seria algo ainda mais complexo. Diversas são as definições encontradas na literatura. Uma definição bastante simples e nada pretensiosa, que satisfaz as necessidades deste trabalho, poderia afirmar que Eletrônica de Potência é uma área da Engenharia Elétrica que tem a finalidade de estudar e construir conversores de energia visando o processamento eletrônico da energia elétrica.

Algumas outras definições são:

- Eletrônica de Potência é a tecnologia associada com conversão eficiente, controle e condicionamento de potência elétrica através de interruptores estáticos de uma fonte disponível na entrada numa saída desejada;
- Eletrônica de Potência pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica. Este último pode ser definido com um sistema, constituído por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e elementos ativos (interruptores), tais como Diodos, Tiristores, Transistores, GTO´s, Triacs, IGBT´s e MOSFET´s, associados segundo uma lei pré-estabelecida.

4 Divisão da Eletrônica de Potência

A eletrônica de potência é dividida em quatro grupos de conversores:

- Conversores ca-cc: Denominados de retificadores: convertem a tensão alternada da rede de energia elétrica em uma tensão contínua;
- Conversores ca-ca: Denominados de choppers CA: convertem a tensão alternada da rede de energia elétrica em tensão alternada estabilizada, por exemplo;

- Conversores cc-cc: Denominados de choppers: convertem tensão contínua em tensão contínua;
- Conversores cc-ca: Denominados de inversores: convertem tensão contínua em alternada, muito usados em acionamento.

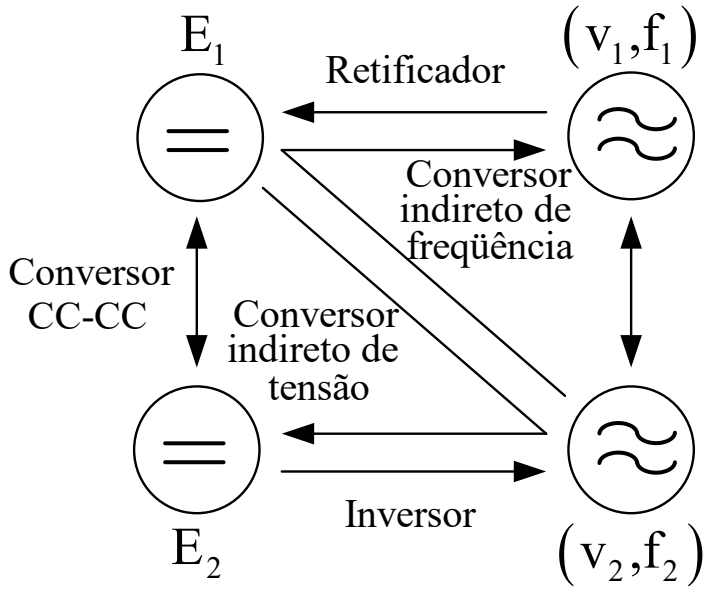


Figura 11 – Grupos de conversores cc-cc.

Fonte: (Barbi, 2005).

5 Desafios da Eletrônica de Potência

Na eletrônica de potência, assim como na maioria das áreas da energia elétrica, busca-se a redução do volume e do peso dos equipamentos, aliada à redução de custo do produto final. Mas em especial, os projetos em eletrônica de potência buscam a melhora da eficiência energética dos equipamentos construídos, visando o melhor aproveitamento da energia envolvida.

Assim, nos projetos de eletrônica de potência busca-se diminuir ao máximo resistências no caminho série da corrente, como está mostrado na Figura 12. Além disso, evita-se o uso de transformadores pelas dificuldades no processo de montagem dos produtos eletrônicos.

No entanto, o principal elemento para redução de perdas é a forma de acionamento do interruptor (chave), evitando-se operar este elemento na região linear em detrimento da operação na região de corte e saturação (como chave).

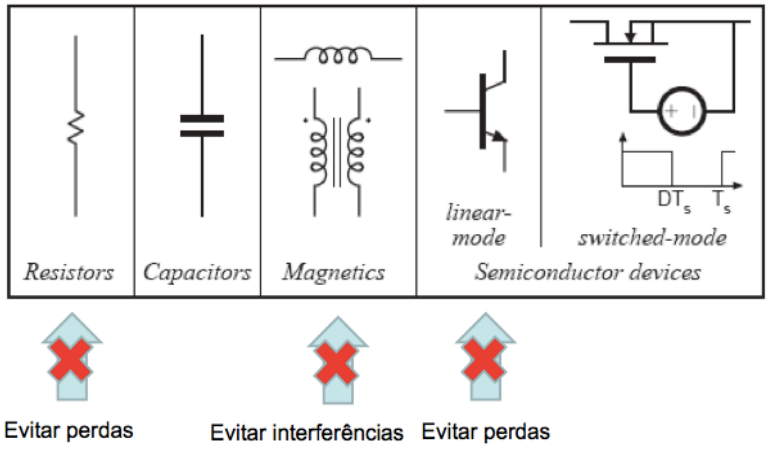


Figura 12 – Cuidados nos projetos de eletrônica de potência.

Fonte: (Erikson, 1997).

A eficiência de um sistema é determinada dividindo-se a potência de saída pela potência de entrada:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}.$$

Note que o resultado obtido é adimensional e normalmente é expresso em percentual, multiplicando-se o valor obtido por 100. P_o é a potência na saída do sistema e P_i a potência na entrada, ambas em Watts.

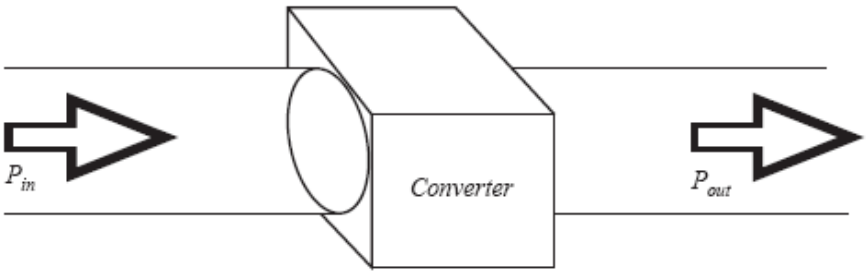


Figura 13 – Eficiência energética de um sistema.

Fonte: (Erikson, 1997).

6 Conversores Lineares e Não-Lineares (Chaveados)

Em eletrônica de potência é comum o emprego do termo chaveamento, como em fontes chaveadas, por exemplo. Assim, é importante se diferenciar uma fonte linear (conversor cc-cc linear) de uma fonte chaveada ou comutada (conversor cc-cc não-linear).

Na fonte linear, os semicondutores empregados operam na região linear ou ativa,

provocando uma queda de tensão no circuito, como é o caso de um resistor com valor variável. Já um conversor chaveado opera abrindo e fechando um elemento semicondutor, gerando um sinal pulsado na saída, necessitando então de filtros adicionais. A diferença está nas perdas de energia sobre o elemento série, o semicondutor neste caso, muito maiores na operação linear do que na operação comutada.

Nas Figura 14 e Figura 15 mostram-se um conversor linear e um chaveado, empregados em fontes lineares e fontes chaveadas. Basicamente, as fontes lineares convertem a tensão alternada da rede em tensões contínuas, normalmente de baixa amplitude, sem o uso de componentes chaveados (comutados); enquanto fontes chaveadas exercem a mesma função, mas utilizando componentes comutados (chaveados). Ainda, é importante destacar que:

- Fontes lineares: são mais robustas, simples e fáceis de projetar, podem ser mais baratas ou não, são muito volumosas e pesadas;
- Fontes chaveadas: não são tão robustas, mais difíceis de projetar e consertar, podem ser mais baratas ou não, são pequenas e leves.

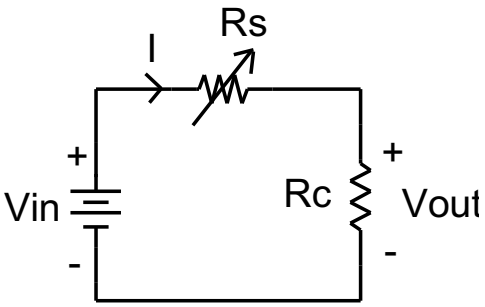


Figura 14 – Conversor linear.

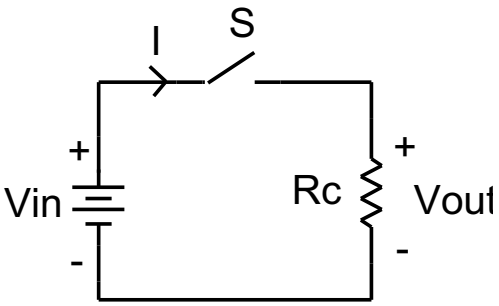


Figura 15 – Conversor chaveado.

Para explicitar a diferença de tamanho e peso, na Figura 16 mostram-se duas fontes, uma linear com potência de aproximadamente 30 W e outra chaveada com potência da ordem de 70 W. É perceptível a diferença no volume obtida pela diferença de tecnologia empregada (chaveada ao invés da linear).

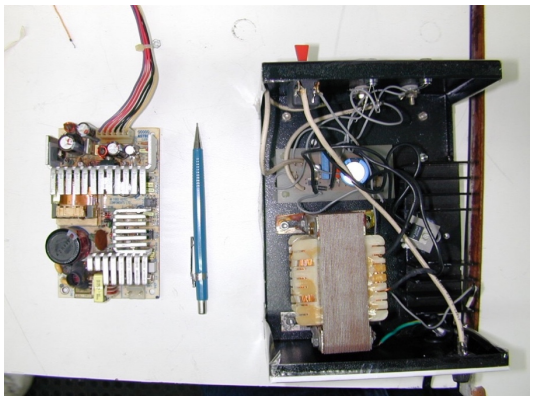


Figura 16 – Fonte linear versus fonte chaveada.

6.1 Problema Típico de Eletrônica de Potência

Ainda, para dirimir, possíveis dúvidas, considere que seja necessário alimentar uma carga de 50 V e 10 A, como está mostrado na Figura 17, a partir de uma fonte de tensão contínua de 100 V. Como realizar tal conversão?

Uma alternativa seria utilizar uma solução trivial, empregando um resistor ajustável, como está mostrado na Figura 18. O rendimento do sistema será:

$P_o = V_o \cdot I_o = 50 \cdot 10 = 500W$;

$P_{perdas} = V_R \cdot I_o = 50 \cdot 10 = 500W$;

$P_i = P_o + P_{perdas} = 500 + 500 = 1000W$;

$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{500}{1000} = 0{,}5$ ou 50%.

Nota-se que as perdas são elevadas, ou seja, a potência dissipada na forma de calor na resistência série do circuito é de 500 W, mesmo valor da potência na carga. Assim, o rendimento é baixo (50%), mostrando que esta solução é ruim do ponto de vista de aproveitamento de energia.

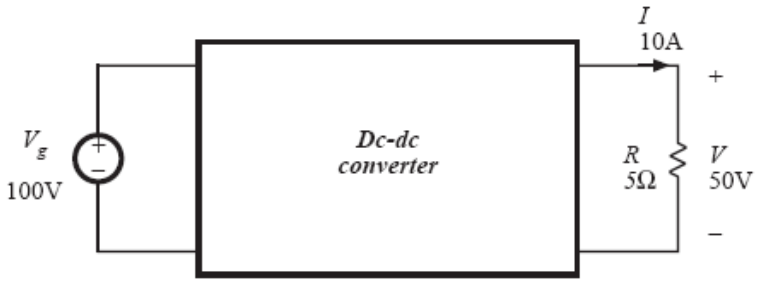


Figura 17 – Problema típico de eletrônica de potência.

Fonte: (Erikson, 1997).

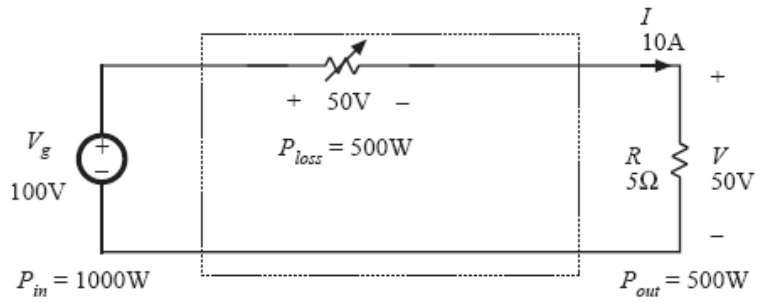


Figura 18 – Solução do problema usando resistores.

Fonte: (Erikson, 1997).

Por outro lado, pode-se usar um transistor operando na região linear, como está mostrado na Figura 19. Neste caso, o princípio de funcionamento do circuito é o mesmo da Figura 18, pois o transistor opera na região linear, como se fosse um resistor variável, provocando uma queda de tensão entre coletor e emissor. O rendimento deste circuito também é de 50%.

Por fim, pode-se utilizar conversores chaveados, ou seja, transistores operando como chave, como está mostrado na Figura 20. Neste caso, com a escolha adequada dos componentes e um projeto rigoroso visando diminuir as perdas, pode-se obter rendimentos próximos de 100%.

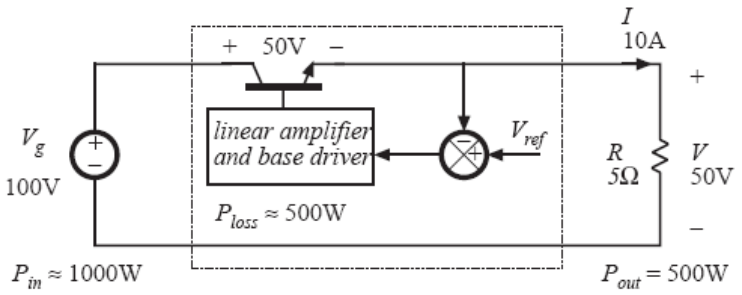


Figura 19 – Solução do problema usando transistores operando na região linear.

Fonte: (Erikson, 1997).

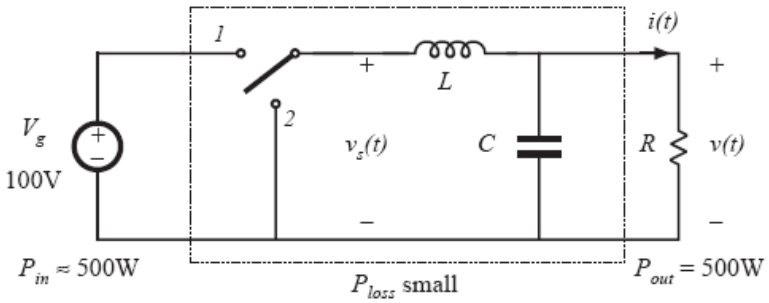


Figura 20 – Solução do problema usando transistores operando como chave.

Fonte: (Erikson, 1997).

Note que sempre haverão perdas, então na prática o rendimento será sempre inferior a 100%. Os conversores chaveados apresentarão perdas nos semicondutores, que serão: perda de condução quando o elemento (chave) estiver conduzindo e perda de comutação, quando o componente estiver abrindo e fechando, ou seja, realizando as comutações (chaveamentos).

Além disso, um circuito de eletrônica de potência necessitará de circuitos auxiliares, sejam para realizar o controle em malha fechada do conversor, para fazer o acionamento (comandar) da chave, realizar comunicação com o usuário, implementar proteções, etc. Na Figura 21 é mostrado um diagrama de blocos de um conversor cc-cc Buck, onde nota-se o estágio de potência (parte superior) e o estágio de controle em malha fechada (parte inferior) do conjunto.

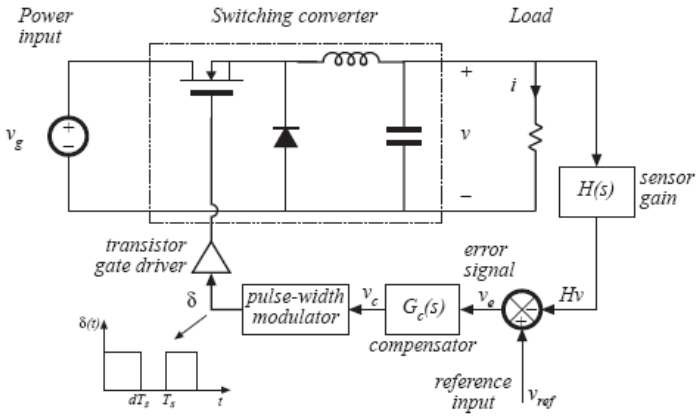


Figura 21 – Diagrama de blocos de um conversor cc-cc Buck.

Fonte: (Erikson, 1997).

7 Aplicações da Eletrônica de Potência

O uso da eletrônica de potência está vastamente disseminado, assim como a eletrônica de modo geral. As aplicações iniciais eram eminentemente industriais, por isso nos anos 60, 70 e 80 do século passado, esta área denominava-se de eletrônica industrial. Claro que já existiam aplicações em telecomunicações, em satélites, aviões, e inclusive fontes de alimentação de televisores residenciais.

No entanto, com o desenvolvimento da indústria de semicondutores, a partir dos anos 50 do século passado, com a invenção do transistor, é que a eletrônica de modo geral invadiu os lares de praticamente todas as pessoas, por meio de aparelhos de rádio e posteriormente de televisão. Posteriormente outras aplicações foram surgindo, como controle de temperatura, acionamento de motores em corrente contínua e alternada, fontes ininterruptas de energia e máquinas de uso industrial e medicinal. O processamento de energia em altas potências, seja na geração e na distribuição de energia, também é uma aplicação comum desde a época das válvulas.

As aplicações da eletrônica de potência estão diretamente ligadas à evolução dos componentes eletrônicos, principalmente dos semicondutores. Na Figura 22 mostra-se a evolução da eletrônica de potência em contraste com a evolução dos semicondutores, onde nota-se que se espera uma maior integração dos elementos para os próximos anos.

Importante:

- Para uma pequena revisão histórica da eletrônica de potência, até o ano de 2005, acesse o site http://www.ProfessorPetry.com.br e localize o exame de qualificação na área denominada de pesquisa.

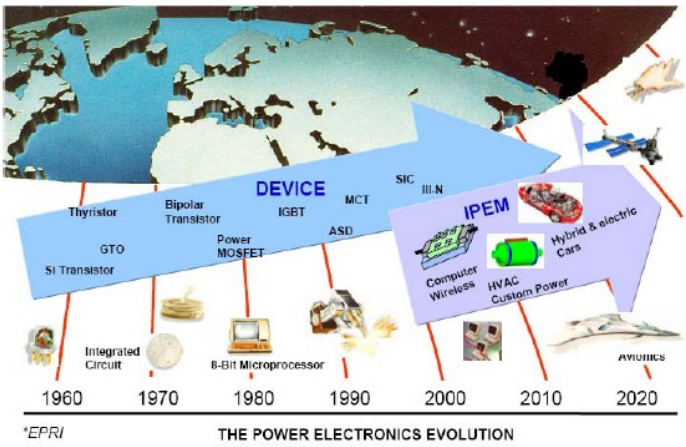


Figura 22 – Evolução da eletrônica de potência.

Fonte: http://www.epri.com. Acesso em: 14/08/2013.

A seguir, o uso da eletrônica de potência também ocorreu na iluminação seja para controle de luminosidade, em reatores eletrônicos e mais recentemente para lâmpadas usando LEDs.

Do mesmo modo, o interesse por energias alternativas despertou inúmeras pesquisas e consequentes aplicações para os conversores eletrônicos de energia. O mesmo ocorre com a tendência de utilização de veículos elétricos (automóveis, bicicletas, motos, etc.) e embarcações elétricas.

A seguir listam-se algumas aplicações da eletrônica de potência:

- Fontes chaveadas;
- Controle de motores de corrente contínua e alternada;
- Conversores para soldagem;
- Alimentação de emergência;
- Carregadores de bateria;
- Retificadores para eletroquímica;
- Transmissão em corrente contínua;
- Reatores eletrônicos;
- Filtros ativos;
- Compensadores estáticos;
- Processamento de energias alternativas;
- Amplificadores de potência;
- Controles de temperatura;
- Entre outras.

8 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Seja o circuito da Figura 23, considerando que a tensão da fonte seja de 5 V, o resistor de 100 Ω e os LEDs (D_1 e D_2) tenham queda de tensão direta de 1,2 V, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência processada em cada LED;
- A potência processada no resistor;
- A potência entregue pela fonte;
- O rendimento do circuito.

A tensão sobre o resistor série será:

$V_{R1} = V_i - V_{LED1} - V_{LED2}$;

$V_{R1} = 5 - 1,2 - 1,2 = 2,6V$.

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{2,6}{100} = 26\,mA\,.$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$P_{LED1} = P_{LED2} = V_{LED} \cdot I_{LED} = V_{LED} \cdot I_{R1} = 1,2 \cdot 26m = 31,2\,mW$;

$P_{R1} = V_{R1} \cdot R_1 = 2,6 \cdot 26m = 67,6\,mW$;

$P_i = P_{R1} + P_{LED1} + P_{LED2} = 67,6m + 31,2m + 31,2m = 130\,mW$.

Finalmente, o rendimento do circuito será:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED1} + P_{LED2}}{P_i} = \frac{31,2m + 31,2m}{130m} = 0,48 \text{ ou } 48\%.$$

Note que mesmo sendo um circuito viável de ser implementado, pelo fato de se encontrar resistores comerciais de 100 Ω e potência de 1/8 W, por exemplo, o rendimento do circuito é muito baixo, o que normalmente não é levado em conta pelos usuários.

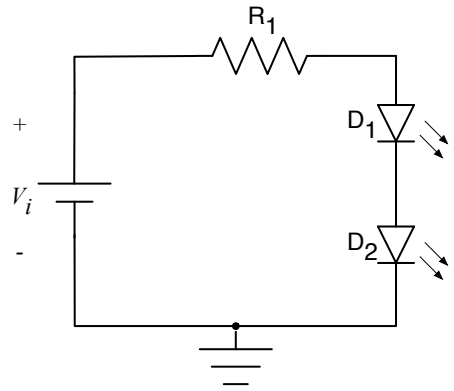


Figura 23 – Circuito com LEDs para exemplo resolvido 01.

Exercícios Propostos

EP 01) Em uma fonte de 12 V devem ser ligados LEDs de potência, cada um com tensão de 3 V e corrente de 500 mA. Determine, considerando 1, 2 ou 3 LEDs ligados:

- A potência processada pelos LEDs;
- A potência dissipada no resistor série;
- A potência fornecida pela fonte;
- A eficiência do circuito.

EP 02) Considerando o que foi estudado neste capítulo, comente sobre a importância da eletrônica de potência para a vida das pessoas.

EP 03) Imagine que todos os equipamentos eletrônicos deixem de funcionar. Comente sobre o dia-a-dia das pessoas sem o uso de equipamentos eletrônicos, considerando a sociedade contemporânea.

EP 04) Cite 5 aplicações da eletrônica de potência que você tem contato corriqueiramente.

EP 05) Cite 5 assuntos que você tenha estudado no curso até o momento e que são necessários para estudar eletrônica de potência.

EP 06) Considerando o exercício proposto 01 (EP 01), determine o valor máximo que a tensão da fonte de alimentação poderá assumir para que o rendimento do conjunto seja de 30%.

EP 07) Repita o exercício proposto 06 (EP 06) para um rendimento de 50%.

EP 08) Repita o exercício proposto 06 (EP 06) para um rendimento de 70%.

EP 09) Repita o exercício proposto 06 (EP 06) para um rendimento de 90%.

EP 10) Repita o exercício proposto 06 (EP 06) para um rendimento de 100%.

EP 11) Deseja-se implementar um *display* de LEDs com oito dígitos, que será conectado em um circuito decodificador BCD para 7 segmentos. Sabendo que o *display* tem o anodo comum,

determine o resistor série necessário para que o circuito opere corretamente em 5 V. Os LEDs do *display* possuem tensão direta de 1,2 V e corrente de 10 mA. Determine o rendimento do conjunto.

EP 12) Repita o exercício proposto 11 (EP 11) considerando uma tensão de alimentação de 12 V.

EP 13) Comente sobre suas lembranças referentes à equipamentos eletrônicos. Houve algum contato com equipamentos valvulados?

EP 14) Cite 5 equipamentos eletrônicos que se tornaram obsoletos e que você tenha tido contato corriqueiramente.

EP 15) Considerando o consumo intenso de eletroeletrônicos pela população, comente a respeito do descarte de produtos eletrônicos e suas consequências para a natureza.

EP 16) Seja o circuito da Figura 24, considerando que a tensão da fonte (V_i) seja de 12 V, o resistor de carga (R_o) seja de 10 Ω e o transistor (S_1) esteja conduzindo e seja ideal, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência processada pela carga;
- A potência processada no transistor;
- A potência entregue pela fonte;
- O rendimento do circuito.

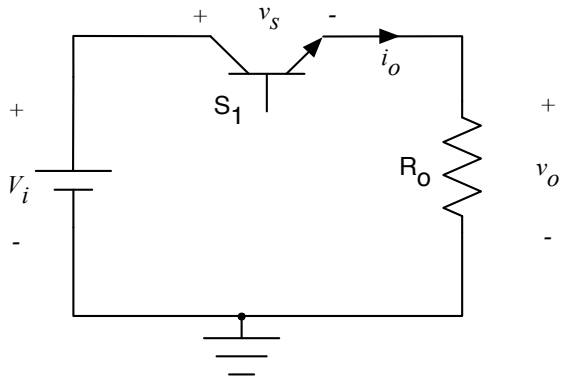


Figura 24 – Circuito típico de eletrônica de potência com transistor bipolar e carga.

EP 17) Seja o circuito da Figura 24, considerando que a tensão da fonte (V_i) seja de 12 V, o resistor de carga (R_o) seja de 10 Ω e o transistor (S_1) esteja conduzindo e apresente uma queda de tensão de 2 V, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência processada pela carga;
- A potência processada no transistor;
- A potência entregue pela fonte;
- O rendimento do circuito.

Respostas dos Exercícios Propostos

EP 01) Para 1 LED se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0{,}5 = 1{,}5W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12-3}{0{,}5} = 18\Omega \qquad P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 = 18 \cdot 0{,}5^2 = 4{,}5W$$

- Potência fornecida pela fonte:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} = 4{,}5 + 1{,}5 = 6W$$

- Eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} = \frac{1{,}5}{6} = 0{,}25 = 25\%$$

Para 2 LEDs, considerando que os mesmos estão ligados em paralelo, se tem:

- Potência processada pelos LEDs:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 1{,}0 = 3W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12-3}{1} = 9\Omega \qquad P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 = 9 \cdot 1^2 = 9W$$

- Potência fornecida pela fonte:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} = 9 + 3 = 12W$$

- Eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} = \frac{3}{12} = 0{,}25 = 25\%$$

Para 3 LEDs, considerando que os mesmos estão ligados em série, se tem:

- Potência processada pelos LEDs:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 9 \cdot 0{,}5 = 4{,}5W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12-9}{0{,}5} = 6\Omega \qquad P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 = 6 \cdot 0{,}5^2 = 1{,}5W$$

- Potência fornecida pela fonte:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} = 1{,}5 + 4{,}5 = 6W$$

- Eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} = \frac{4,5}{6} = 0,75 = 75\%$$

EP 02) A eletrônica de potência está presente nos mais diversos equipamentos, seja nas residências das pessoas, comércio e indústria; sendo uma área importante na atualidade, visto a vida ser baseada no uso intensivo de tecnologia.

EP 03) Se os equipamentos eletrônicos deixarem de funcionar, a vida cotidiana se tornará um caos, pois o trânsito deixará de fluir adequadamente, o abastecimento de água, energia elétrica, combustíveis será afetado, a disponibilização de elementos essenciais à vida nos hospitais, farmácias, supermercados, etc. será prejudicada. Em outras palavras, a vida cotidiana será afetada em todos os aspectos.

EP 04) A eletrônica de potência está presente em computadores, carregadores de celulares, televisores, máquinas de lavar roupa e geladeiras, por exemplo.

EP 05) Polarização de transistores, circuitos elétricos em corrente contínua e alternada, componentes eletrônicos, eletromagnetismo, simulação de circuitos, dentre outros.

EP 06) Considerando que será ligado apenas 1 LED na fonte de alimentação, então se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0,5 = 1,5W$$

- Potência na entrada levando em conta a eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} \rightarrow P_i = \frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{1,5}{0,3} = 5W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} \rightarrow P_{Rs} = P_i + P_{LED} = 5 - 1,5 = 3,5W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 \rightarrow R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{LED}^2} = \frac{3,5}{0,5^2} = 14\Omega$$

- Tensão na fonte de entrada:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} \rightarrow V_i = R_s \cdot I_{LED} + V_{LED} = 14 \cdot 0,5 + 3 = 10V$$

EP 07) Considerando que será ligado apenas 1 LED na fonte de alimentação, então se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0,5 = 1,5W$$

- Potência na entrada levando em conta a eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} \rightarrow P_i = \frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{1,5}{0,5} = 3W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} \rightarrow P_{Rs} = P_i + P_{LED} = 3 - 1{,}5 = 1{,}5W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 \rightarrow R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{LED}^2} = \frac{1{,}5}{0{,}5^2} = 6\Omega$$

- Tensão na fonte de entrada:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} \rightarrow V_i = R_s \cdot I_{LED} + V_{LED} = 6 \cdot 0{,}5 + 3 = 6V$$

EP 08) Considerando que será ligado apenas 1 LED na fonte de alimentação, então se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0{,}5 = 1{,}5W$$

- Potência na entrada levando em conta a eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} \rightarrow P_i = \frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{1{,}5}{0{,}7} = 2{,}14W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} \rightarrow P_{Rs} = P_i + P_{LED} = 2{,}14 - 1{,}5 = 0{,}64W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 \rightarrow R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{LED}^2} = \frac{0{,}64}{0{,}5^2} = 2{,}56\Omega$$

- Tensão na fonte de entrada:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} \rightarrow V_i = R_s \cdot I_{LED} + V_{LED} = 2{,}56 \cdot 0{,}5 + 3 = 4{,}28V$$

EP 09) Considerando que será ligado apenas 1 LED na fonte de alimentação, então se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0{,}5 = 1{,}5W$$

- Potência na entrada levando em conta a eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} \rightarrow P_i = \frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{1{,}5}{0{,}9} = 1{,}67W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} \rightarrow P_{Rs} = P_i + P_{LED} = 1{,}67 - 1{,}5 = 0{,}17W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 \rightarrow R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{LED}^2} = \frac{0{,}17}{0{,}5^2} = 0{,}68\Omega$$

- Tensão na fonte de entrada:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} \rightarrow V_i = R_s \cdot I_{LED} + V_{LED} = 0,68 \cdot 0,5 + 3 = 3,34V$$

EP 10) Considerando que será ligado apenas 1 LED na fonte de alimentação, então se tem:

- Potência processada pelo LED:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 3 \cdot 0,5 = 1,5W$$

- Potência na entrada levando em conta a eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} \rightarrow P_i = \frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{1,5}{1} = 1,5W$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} \rightarrow P_{Rs} = P_i + P_{LED} = 1,5 - 1,5 = 0W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 \rightarrow R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{LED}^2} = \frac{0}{0,5^2} = 0\Omega$$

- Tensão na fonte de entrada:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} \rightarrow V_i = R_s \cdot I_{LED} + V_{LED} = 0 \cdot 0,5 + 3 = 3V$$

EP 11) Um display de 7 segmentos possui 7 LEDS para formarem o número desejado e um ponto, para formar o separador decimal, por exemplo. Assim, serão 8 LEDs de 1,2 V e 10 mA cada um. Considerando que todos estejam ligados ao mesmo tempo, a tensão continuará sendo de 1,2 V, mas a corrente será de 80 mA. Então se tem:

- Potência processada pelos LEDs:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 1,2 \cdot 0,08 = 0,096W = 96mW$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{5 - 1,2}{0,08} = 47,5\Omega \qquad P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 = 47,5 \cdot 0,08^2 = 0,304W$$

- Potência fornecida pela fonte:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} = 0,304 + 0,096 = 0,4W$$

- Eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} = \frac{0,096}{0,4} = 0,24 = 24\%$$

EP 12) Considerando que todos estejam ligados ao mesmo tempo, a tensão continuará sendo de 1,2 V, e a corrente será de 80 mA. Então, para uma entrada de 12 V, se tem:

- Potência processada pelos LEDs:

$$P_{LED} = V_{LED} \cdot I_{LED} = 1,2 \cdot 0,08 = 0,096W = 96mW$$

- Potência dissipada no resistor série:

$$R_s = \frac{V_i - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12 - 1,2}{0,08} = 135\Omega \qquad P_{Rs} = R_s \cdot I_{LED}^2 = 135 \cdot 0,08^2 = 0,864W$$

- Potência fornecida pela fonte:

$$P_i = P_{Rs} + P_{LED} = 0,864 + 0,096 = 0,96W$$

- Eficiência do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{LED}}{P_i} = \frac{0,096}{0,96} = 0,1 = 10\%$$

EP 13) Sim, nos anos 1980 a 1990 ainda era comum se ter equipamentos valvulados, como rádios e televisores. Assim, tive contato com estes equipamentos e realizei a manutenção de um rádio valvulado.

EP 14) Máquinas de escrever, máquinas fotográficas, tocadores disco de vinil, tocadores de fita cassete, televisores e monitores com tubos de raios catódicos, dentre outros.

EP 15) O descarte correto de equipamentos eletrônicos danificados ou obsoletos e principalmente os componentes como capacitores, pilhas e baterias, é importante, pois se não realizado adequadamente, além de produzir lixo, também é prejudicial à natureza e aos seres humanos, em virtude de, em alguns casos, os componentes empregarem elementos tóxicos.

EP 16) Considerando o transistor conduzindo e ideal, se terá:

- Corrente do circuito:

$$V_o = V_i = 12V \rightarrow I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{12}{10} = 1,2A$$

- Potência processada pela carga:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 12 \cdot 1,2 = 14,4W$$

- Potência processada no transistor:

$$V_{S1} = 0V \rightarrow P_{S1} = V_{S1} \cdot I_{S1} = V_{S1} \cdot I_o = 0 \cdot 1,2 = 0W$$

- Potência entregue pela fonte:

$$P_i = P_o + P_{S1} = 14,4 + 0 = 14,4W$$

- Rendimento do circuito:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{14,4}{14,4} = 1 = 100\%$$

EP 17) Considerando o transistor conduzindo e com uma queda de tensão de 2 V, se terá:

- Corrente do circuito:

$$V_{S1} = 2V \rightarrow V_o = V_i - V_{S1} = 12 - 2 = 10V \rightarrow I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{10}{10} = 1A$$

- Potência processada pela carga:

  $$P_o = V_o \cdot I_o = 10 \cdot 1 = 10W$$

- Potência processada no transistor:

  $$P_{S1} = V_{S1} \cdot I_{S1} = V_{S1} \cdot I_o = 2 \cdot 1 = 2W$$

- Potência entregue pela fonte:

  $$P_i = P_o + P_{S1} = 10 + 2 = 12W$$

- Rendimento do circuito:

  $$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{10}{12} = 0{,}83 = 83\%$$

9 Laboratório

9.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o rendimento de circuitos com LEDs.

Em síntese, objetiva-se:

- Identificar e conhecer lâmpadas com LEDs;
- Realizar cálculos e determinar componentes de eletrônica de potência;
- Implementar circuitos de eletrônica de potência;
- Realizar medições em circuitos de eletrônica de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

9.2 Lâmpada de LEDs

A lâmpada de LEDs que será utilizada em laboratório está mostrada nas Figura 25 e Figura 26. As especificações desta lâmpada são:

- Tensão de operação de 12 V;
- Potência de trabalho de 2,5 W;
- LEDs brancos;
- Modelo: Lâmpada de Foco LED Branco Natural G4 2-2.5W 6x5050 SMD 60-70LM 6000-6500K (12V).

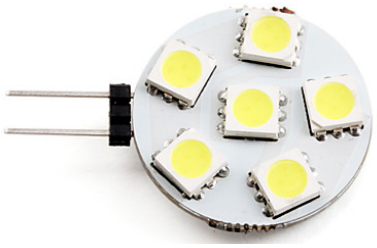


Figura 25 – Lâmpada com LEDs, vista frontal.

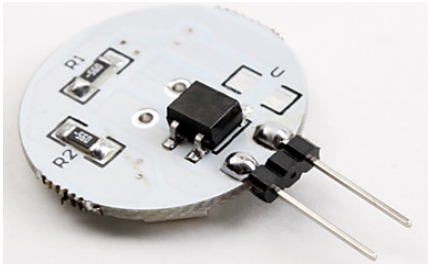


Figura 26 – Lâmpada com LEDs, vista da placa com componentes.

Note que esta lâmpada já possui um circuito de acionamento dos LEDs implementada em sua placa.

Importante:

- Lembre que o LED será danificado se a corrente ultrapassar seu limite de operação, portanto evite aplicar tensões maiores do que 12 V na lâmpada.

9.3 Situação Problema

Deseja-se utilizar esta lâmpada de LEDs em um veículo automotor que possui uma bateria de 24 V.

Assim, será necessário implementar algum circuito entre a bateria que possui 24 V e a lâmpada que opera com 12 V.

9.4 Desenvolvimento

Determine um resistor de potência para que seja possível conectar a lâmpada de 12 V na fonte (bateria) de 24 V. Especifique a resistência e a potência do resistor necessário (resistor série = R_S).

R_s = _____

P_s = _____

A seguir, implemente o circuito em matriz de contatos, e antes de conectar a fonte, solicite a verificação do professor.

Estando tudo em ordem, realize as seguintes medições:

V_{fonte} = _____

I_{fonte} = _____

$V_{resistor}$ = _____

$V_{lâmpada}$ = _____

9.5 Análise

A partir das medições realizadas no item anterior, determine a potência em todos os elementos.

$P_{lâmpada}$ = _____

$P_{resistor}$ = _____

P_{fonte} = _____

A seguir, determine o rendimento do conjunto:

η = _____

Responda:

- Os valores medidos condizem com os calculados? Comente.
- O rendimento obtido pode ser considerado bom? Comente.
- Sugira outras soluções para resolver a situação problema desta aula de laboratório.

10 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] PETRY, Clovis A. Estabilizadores de Tensão Alternada para Alimentação de Cargas Não-Lineares: Estudo de Variações Topológicas e Métodos de Controle. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Florianópolis, 2005.

2

Capítulo

Componentes Semicondutores I

Meta deste capítulo

Revisar componentes semicondutores e apresentar características novas relacionadas à eletrônica de potência.

objetivos

- Revisar diodos semicondutores;
- Estudar diodos de potência;
- Testar diodos semicondutores;
- Introduzir ao estudo de tiristores;
- Identificar diferentes modelos de tiristores;
- Testar tiristores;
- Realizar ensaios com diodos e tiristores.

Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

Continuidade

O estudo continuará envolvendo componentes semicondutores aplicados à eletrônica de potência.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

O uso de semicondutores em eletrônica se confunde com a própria história desta área do conhecimento, tão importante são estes componentes para os equipamentos e suas funcionalidades.

Deste modo, diodos semicondutores já foram estudados em outras disciplinas, pois são componentes empregados com diversas finalidades, sejam como retificadores, conformadores de sinais, sinalização (no caso de LEDs e *displays*), regulação de tensão, proteção, dentre inúmeras outras.

A Figura 1 mostra um quadro comparativo de tecnologias de semicondutores em função da frequência de operação e de sua potência. Nota-se que os tiristores (SCR e GTO) estão em frequências mais baixas, mas operam em altas potências. Já os componentes a base de MOSFETs operam em potências menores, mas em altas frequências. Os diodos semicondutores podem ser construídos com diversas tecnologias, podendo assim serem utilizados em altas potências e altas frequências, conforme a situação demandar.

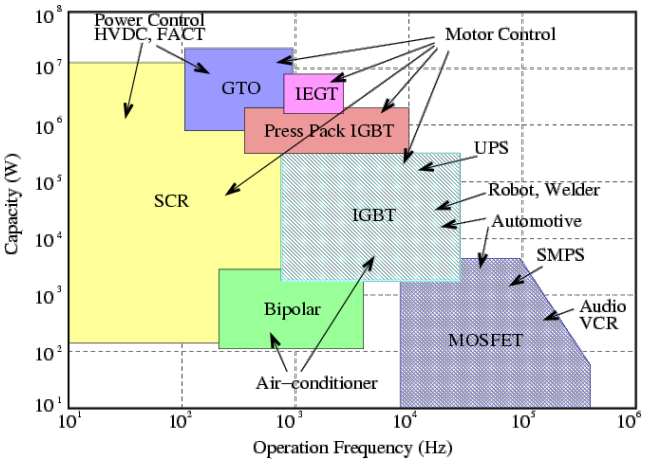


Figura 1 – Semicondutores para eletrônica de potência.

Fonte: http://www.iue.tuwien.ac.at. Acesso em: 14/08/2013.

Assim, neste capítulo se pretende fazer uma revisão de diodos semicondutores e introduzir aspectos novos, como os fenômenos de comutação associados aos diodos de potência.

Além disso, os componentes conhecidos como tiristores também serão estudados, visando suas aplicações nos conversores de corrente alternada para contínua, que serão objeto de estudo em capítulo posterior.

Em capítulo posterior serão estudados os transistores bipolares de junção (BJTs), MOSFETs e IGBTs para aplicações em eletrônica de potência.

2 Diodos Semicondutores

Este capítulo sobre diodos semicondutores está organizado de forma que o aluno relembre algumas características destes componentes, a seguir serão apresentados aspectos novos, seguidos de comentários sobre informações importantes de catálogo, além de uma explanação sobre as perdas e seu cálculo. São apresentadas informações sobre componentes comerciais, além dos testes para verificar se o diodo está em bom estado. Ainda, apresentam-se um roteiro de laboratório, exercícios resolvidos e propostos e simulações de circuitos com semicondutores.

2.1 Diodo Ideal e Diodo Real

O diodo ideal versus o diodo real é assunto abordado em todas as disciplinas introdutórias de cursos de eletrônica. De todo modo alguns aspectos básicos serão rememorados à guisa de reforço e introdução ao estudo de características relacionadas com eletrônica de potência.

O símbolo do diodo ideal é mostrado na Figura 2 onde nota-se seus dois terminais, o anodo e o catodo. Verifique que o autor denomina a tensão direta (V_D) de V_F e a corrente direta (I_D) de I_F. O índice "D" significa direta, enquanto "F" é do inglês *forward*.

Por sua vez, a curva de corrente direta versus tensão direta do diodo ideal é mostrada na Figura 3. O diodo ideal suporta qualquer valor de tensão reversa sem entrar em condução. A partir de uma tensão direta igual ou superior a zero o diodo entra em condução, tendo capacidade de conduzir qualquer corrente.

A queda de tensão que o diodo provoca devido a sua barreira de potencial é V_D ou V_F, sendo da ordem de 0,7 V. Em diodos de potência este valor pode ser superior, chegando a próximo de 2 V em alguns casos. A queda de tensão e resistência interna do diodo são mostradas na Figura 4.

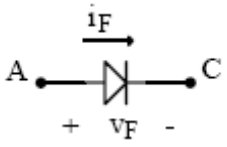


Figura 2 – Símbolo do diodo.

Fonte: (Barbi, 2005).

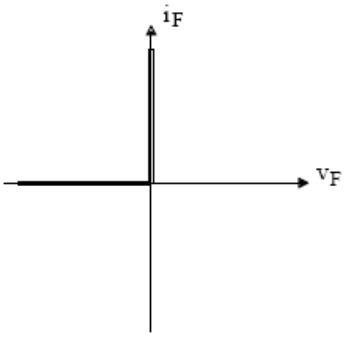


Figura 3 – Curva I x V do diodo ideal.

Fonte: (Barbi, 2005).

O diodo ideal é utilizado para fins de estudo e simulação, pois simplifica a análise do circuito. Na prática o diodo tem uma curva como mostrado na Figura 5. Nesta curva se mostra a queda de tensão direta que o diodo provoca quando está conduzindo ($V_{(TO)}$). É importante notar que este valor é um dos pontos da curva, pois para cada corrente que circula pelo diodo se tem um valor específico de queda de tensão. A inclinação da curva depende da resistência interna do diodo.

Na região reversa se tem o limite de tensão que o diodo pode bloquear sem entrar em condução reversa. Este limite é denominado de V_{RRM}, ou seja, tensão reversa repetitiva máxima. Este valor é muito importante e sempre deve-se evitar atingir este valor, do contrário pode ocorrer a destruição do diodo.

Como exemplo de parâmetros da curva característica de um diodo real, considere o modelo Diodo SKN20/08:

- V_{RRM} = 800 V;
- $V_{(TO)}$ = 0,85 V;
- r_T = 11 mΩ;
- I_{Dmed} = 20 A;
- I_R = 0,15 mA.

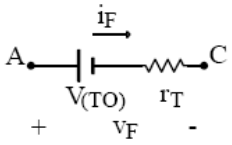


Figura 4 – Representação da queda de tensão do diodo real e sua resistência interna.

Fonte: (Barbi, 2005).

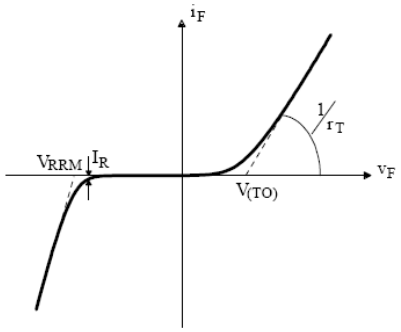


Figura 5 – Curva de corrente versus tensão do diodo real.

Fonte: (Barbi, 2005).

2.2 Comutação dos Diodos

A comutação de um diodo significa as etapas de entrada em condução e de bloqueio, ou seja, quando o semicondutor está abrindo ou fechando, pois em eletrônica de potência usa-se estes componentes sempre como chave.

Para que o diodo entre em condução, este deve estar diretamente polarizado. O diodo ideal entra em condução com qualquer valor positivo maior que zero aplicado diretamente sobre ele. Já no diodo real, a tensão direta deverá ser superior a tensão da barreira de potencial, que é sua tensão direta.

No entanto, um diodo apenas para de conduzir, isto é, bloqueia, quando a corrente que estiver passando por ele zerar. Então não se deve considerar que se for aplicada uma tensão reversa sobre o diodo isso implica em seu bloqueio. Ele somente cessará a condução quando a corrente do circuito, e que circula pelo mesmo, atingir o valor zero. Em circuitos resistivos é comum a tensão e corrente estarem em fase e se confundir o bloquei com a passagem por zero da tensão (aplicação de tensão reversa); mas em circuitos indutivos isso não acontece, e mesmo submetido à tensão negativa (reversa) o diodo permanece conduzindo até a corrente chegar a zero.

Importante:

- Um diodo entra em condução quando estiver diretamente polarizado.
- O diodo bloqueia apenas quando a corrente que circula pelo mesmo atingir o valor zero.

Para estudar a comutação (entrada em condução e bloqueio) do diodo, será utilizado um circuito auxiliar, fictício, mostrado na Figura 6. Este circuito é formado por uma fonte (E), uma indutância parasita (das trilhas, dos fios, etc.) L_1, um diodo D, uma chave S e um indutor de grande valor L. Este indutor de grande valor representa uma fonte de corrente, ou seja, a corrente I_L varia muito pouco nos instantes da comutação.

A entrada em condução do diodo ocorre toda vez que a chave S for aberta, ou seja, for comandada a bloquear. Neste caso, a corrente I_L que estava circulando pela chave começará a circular pelo diodo, pois este será diretamente polarizado pela tensão do indutor L. Esta entrada em condução ocorre de maneira convencional, sem nenhuma diferença em relação ao que foi estudado em outras disciplinas de eletrônica.

Por sua vez, no bloqueio o diodo apresenta fenômenos importantes, que merecem nossa atenção. Assim, considere que o diodo está conduzindo, como mostrado na Figura 7. Ao fechar a chave S, a corrente I_L, que estava circulando toda em roda-livre pelo diodo (I_F), iniciará sua passagem pelo interruptor (I_S). Idealmente, a corrente I_L cessaria de passar por D e passaria por S instantaneamente, isto é, em um tempo igual a zero. Na prática isso não acontece, pois todo semicondutor tem um atraso para entrar em condução ou bloquear. Este atraso depende da tecnologia dos semicondutores, sendo grande (alguns microssegundos) em alguns casos, e muito pequeno em outros (alguns nanosegundos).

Assim, para que a corrente que estava circulando pelo diodo seja transferida para o interruptor, leva-se algum tempo, fazendo com que a corrente caia lentamente no diodo. Esta variação da corrente é mostrada na Figura 9, entre os tempos de t_o até t_1.

Ao atingir o valor zero, a corrente no diodo torna-se negativa, mostrando algo atípico no estudo de semicondutores. Isso acontece, pois, a barreira de potencia estava com o valor da queda

de tensão direta do diodo. No entanto, quando este é levado ao bloqueio pelo fechamento da chave S, a barreira de potencial precisará ser reconfigurada, indo de V_F até a tensão reversa de operação, que neste circuito é E. Assim, para que a tensão no diodo varie de V_F até E, é necessária a circulação de uma corrente reversa (negativa), que aparece na Figura 8 como I_{RM}. Na Figura 9 esta corrente é representada pela parte hachurada, indo de t_1 até t_3. Note que em t_3 a tensão reversa no diodo atingiu seu valor final E. No instante t_2, a tensão no diodo é V_{pico}, maior que E, isso é devido a presença do indutor L_1, pois enquanto a corrente estiver variando no mesmo, ocorrerá uma tensão induzida que aparecerá nos outros elementos do circuito.

O efeito da recuperação reversa pode ser prejudicial aos outros componentes do circuito, principalmente para a chave S. O pico de corrente na recuperação reversa depende das características construtivas do diodo e das condições do circuito (valor de L_1, velocidade de entrada em condução da chave, corrente I_L, etc.). Para minimizar este efeito, existem diodos específicos, com recuperação suave ou de carbeto de silício (*silicone carbide*), que reduzem muito o pico de recuperação reversa, como pode ser observado na Figura 10.

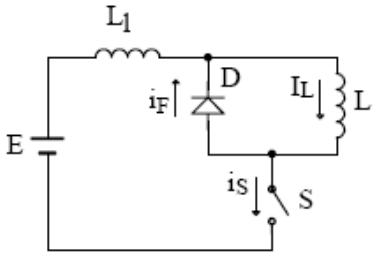


Figura 6 – Circuito para estudo da comutação.

Fonte: (Barbi, 2005).

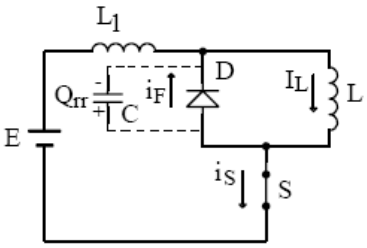


Figura 7 – Etapa de bloqueio de um diodo.

Fonte: (Barbi, 2005).

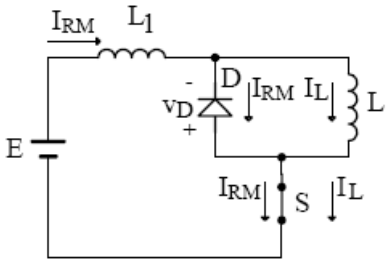


Figura 8 – Corrente de recuperação reversa no diodo.

Fonte: (Barbi, 2005).

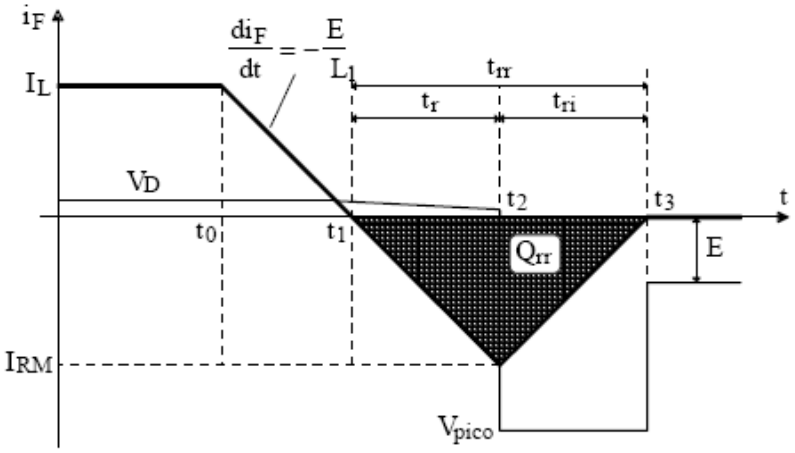


Figura 9 – Corrente no diodo durante seu bloqueio.

Fonte: (Barbi, 2005).

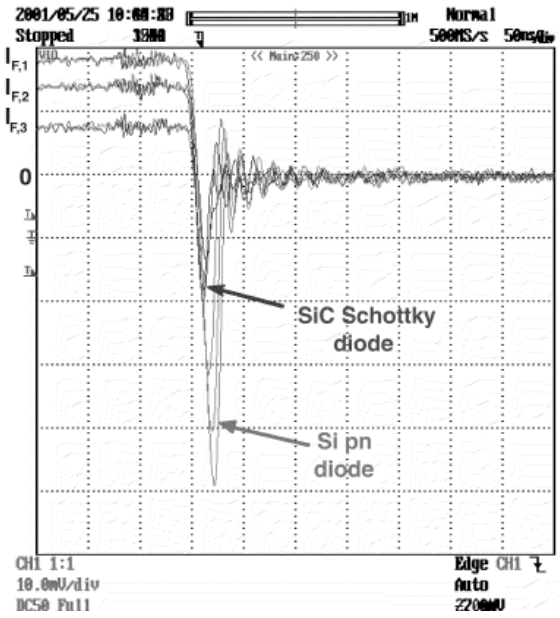


Figura 10 – Corrente de recuperação reversa em um diodo de carbeto de silício.

Fonte: http://powerelec.ece.utk.edu/pubs/pels_letters_SiC_june_2003.pdf . Acesso em: 20/08/2013.

Em termos práticos, a substituição de diodos convencionais, que teriam altos picos de corrente na recuperação reversa, por diodos de melhor qualidade (recuperação suave ou carbeto de silício), significa que se pode aumentar a frequência de operação do conversor e por conseguinte reduzir seu volume de magnéticos. Para diodos convencionais, o aumento da frequência piora a recuperação reversa, aumentando as perdas por comutação do componente.

Na Figura 11 mostra-se dois conversores, um deles utilizando diodos de silício (convencionais) e outro utilizando diodos de *silicon carbide*. O primeiro operou com uma frequência de 80 kHz, enquanto o segundo pôde ser operado com 200 kHz.

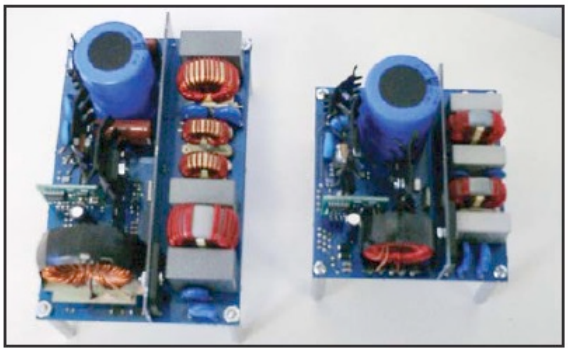


Figura 11 – Comparativo entre conversores utilizando diodos convencionais e de silicone carbide.
Fonte: http://www.cree.com/Products/pdf/Power_Article_1.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

2.3 Perdas nos Diodos

Em um diodo semicondutor se tem dois tipos de perdas:

- Perdas por condução – ocorrem quando o diodo está conduzindo;
- Perdas por comutação – aparecem na entrada em condução e no bloqueio do diodo.

As perdas por comutação são de difícil determinação, pois dependem de diversas variáveis, como: tecnologia do diodo, indutâncias parasitas do circuito, ponto de operação do circuito, etc. Assim, sugere-se utilizar simuladores de circuitos eletrônicos, que tenham modelos de diodos reais, e a partir da simulação do circuito se obter a potência perdida na comutação do mesmo. Exemplos de simuladores para esse fim são: Orcad/Pspice (http://www.cadence.com/orcad/) e Multisim (http://www.ni.com/multisim/pt/).

Já as perdas por condução podem ser determinadas facilmente pela expressão:

$$P = V_{(TO)} \cdot I_{Dmed} + r_T \cdot I_{Def}^{\,2}.$$

Normalmente, para fins de simplificação, quando não se tem acesso pela folha de dados do componente (*datasheet*), ao valor da resistência interna do diodo, se determina a perda por condução por:

$$P = V_{(TO)} \cdot I_{Dmed}.$$

Lembre que $V_{(To)}$ é a tensão direta V_D ou V_F, quando o diodo está conduzindo uma corrente média I_D ou I_F. A tensão direta pode ser obtida na folha de dados, enquanto a corrente direta é aquela do circuito onde o diodo está inserido, isto é, a corrente real que o diodo estará conduzindo.

2.4 Características Importantes de Diodos

As principais características de um diodo, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Queda de tensão direta – V_F ou V_D;
- Corrente média direta – $I_{D(AV)}$ ou $I_{F(AV)}$. AV significa média (*average*);
- Corrente máxima repetitiva – I_{DRM} ou I_{FRM};
- Corrente máxima não-repetitiva – I_{DSM} ou I_{FSM};
- Tensão repetitiva reversa máxima – V_{RRM}.
- Recuperação reversa – se o diodo é padrão, lento, suave, etc.

Como exemplo, estas características para um diodo da série 1N400X, serão:

- Queda de tensão direta – 1,1 V;
- Corrente média direta – 1 A;
- Corrente máxima não-repetitiva – 30 A;
- Tensão repetitiva reversa máxima – *50 até 1000 V*.
- Recuperação reversa – diodo de uso geral, recuperação padrão.

Na Figura 12 mostram-se as informações da folha de dados do componente. Note que dependendo da aplicação do diodo, nem todas as principais informações são fornecidas. A Figura 13 mostra a curva I x V do diodo modelo 1N400X, da qual pode-se obter a queda de tensão real em função da corrente do circuito. Esta informação é importante para o cálculo das perdas no componente.

Considere agora um diodo modelo MUR160. Verifique, como exercício, na folha de dados deste diodo (http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MUR120-D.PDF), que suas principais características são:

- Queda de tensão direta – 1,05 V;
- Corrente média direta – 1 A;
- Corrente máxima não-repetitiva – 35 A;
- Tensão repetitiva reversa máxima – *160 V*.
- Recuperação reversa – ultrarrápido com tempo de recuperação de 25 a 75 ns.

É importante ressaltar que alguns fabricantes, como no caso do modelo MUR160 da Onsemi, informam alguns valores para determinadas condições de testes. Assim, a queda de tensão direta poderia ser de 0,710 a 1,05 V para T_J @ 150 ºC, ou 0,875 a 1,25 V para T_J @ 25 ºC. No Brasil não se pode considerar temperaturas muito baixas, pois no verão a temperatura ambiente pode chegar próxima dos 40 ºC em algumas localidades. Então a temperatura na junção será bem superior, devendo-se então considerá-la como 150 ºC.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

May 2009

1N4001 - 1N4007
General Purpose Rectifiers

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.

DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 " lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave	30							A
I^2t	Rating for Fusing (t<8.3ms)	3.7							A^2sec
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may by impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_F	Forward Voltage @ 1.0A	1.1	V
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30	µA
I_R	Reverse Current @ Rated V_R T_A = 25°C T_A = 100°C	5.0 50	µA µA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0V, f = 1.0MHz	15	pF

© 2009 Fairchild Semiconductor Corporation

Figura 12 – Características elétricas dos diodos da série 1N4001 até 1N4007.

Fonte: https://www.fairchildsemi.com/ds/1N/1N4003.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

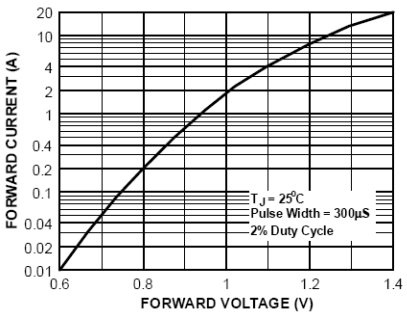


Figura 13 – Curva I x V para os diodos 1N4001 até 1N4007.

Fonte: https://www.fairchildsemi.com/ds/1N/1N4003.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

2.5 Tipos de Diodos Comerciais

Os fabricantes costumam categorizar os componentes, facilitando a escolha pelo usuário e a comparação entre diferentes modelos. Assim, a Onsemi, por exemplo, classifica os diodos em:

- Recuperação padrão (*standard*) ou rápida (*fast*);
- Ultrarrápidos (*ultrafast*);
- Ultra suaves (*ultrasoft*);
- Sem recuperação reversa (*silicone carbide*).

Os primeiros são os diodos de uso geral, usados em diversas aplicações de eletrônica e nos retificadores, por exemplo. Já os ultrarrápidos são utilizados nos circuitos de alta frequência onde a recuperação reversa não é problemática. Quando for este o caso, deve-se utilizar diodos ultra suaves ou sem recuperação reversa. Haverá, contudo, uma diferença de preço entre as diversas tecnologias de diodos, o que deverá ser levado em conta na hora de sua escolha.

2.6 Testes de Diodos

O diodo deve ser testado com um multímetro apropriado, na escala específica para teste de diodos. O multímetro mostrado na Figura 14 tem uma escala específica para teste de diodos.

Ao medir um diodo com as ponteiras do multímetro conectadas de modo a polarizá-lo diretamente (ponteira vermelha no anodo e preta do catodo), está se obtendo a queda de tensão direta do componente. Então se aparecer no *display* o valor 0.469, isso significa que a tensão direta deste diodo, para a corrente que o multímetro está aplicando, é de 0,469 V.

Já na polarização reversa o multímetro irá indicar circuito aberto (OL em alguns modelos ou 1 em outros), significando que não se atingiu a tensão reversa do diodo, que normalmente é alta, bem acima da tensão de operação do instrumento.

Basicamente, o teste do diodo com multímetro pode resultar em:

- Diodo em bom estado – indicação de circuito aberto na região reversa e de tensão próxima de 0,7 V na região direta;
- Diodo em curto-circuito – indicação de 0 V nos dois sentidos de condução;
- Diodo aberto – indicação de circuito aberto nos dois sentidos de condução.

A Figura 15 mostra imagens do teste de um diodo com o multímetro na escala apropriada, resumindo o que foi acima exposto. Deve-se lembrar que o teste com o multímetro é apenas um indicativo do estado do componente, pois em condições reais de operação, o componente poderá apresentar comportamento diferente, inclusive provocando o mau funcionamento do circuito onde estará sendo empregado.

Figura 14 – Multímetro digital para teste de diodos.

Fonte: https://www.minipa.com.br. Acesso em: 20/08/2013.

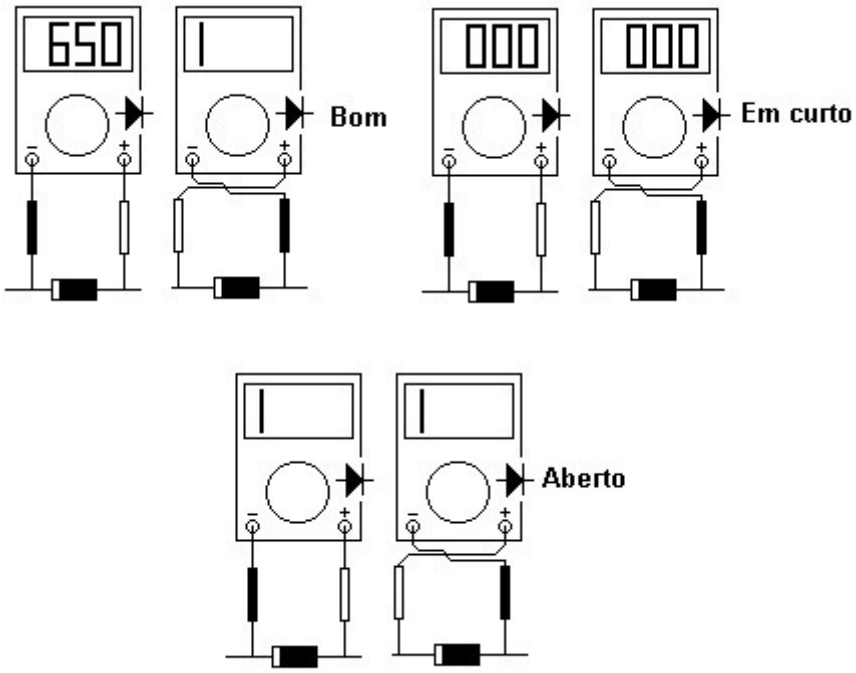


Figura 15 – Multímetro digital para teste de diodos.

Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 20/08/2013.

3 Tiristores

Anteriormente, neste capítulo, foram revisados e apresentados aspectos novos relacionados aos diodos semicondutores, ou diodos de junção de silício. Estes componentes, apesar de serem semicondutores, não possuem terminal de controle, ou seja, o usuário não poderá determinar o momento da entrada em condução e do seu bloqueio. A comutação ocorre conforme o funcionamento do circuito, entrando em condução quando polarizado diretamente e bloqueando quando a corrente passar por zero.

A eletrônica de potência pretende realizar o controle do fluxo de potência entre dois circuitos, e para tanto, em muitos casos faz-se necessário ter componentes que permitam determinar ativamente o estado de condução ou bloqueio. Assim, foram desenvolvidos os tiristores, que são uma família de semicondutores, formados por SCRs, TRIACs, DIACs, SIDACs, dentre outros. Alguns destes componentes possuem um terminal de controle, o que poderá permitir seu controle, seja para ligar, ou para desligar, dependendo do componente específico a ser utilizado.

Assim, nesta parte deste capítulo serão estudados os componentes da família dos tiristores, especificamente os SCRs e TRIACs. Inicialmente apresenta-se seu funcionamento ideal, seguido do funcionamento real. Posteriormente abordam-se características de comutação, perdas e aspectos práticos. Exercícios, simulações, além de roteiro de laboratório também são apresentados.

3.1 Tiristor Ideal e Tiristor Real

Assim como o diodo tem seu funcionamento descrito no modo ideal e no modo real, o tiristor também pode ser analisado sob estas duas condições. Inicialmente será estudado o retificador controlado de silício (SCR).

O símbolo do tiristor ideal é mostrado na Figura 16 onde nota-se seus três terminais, o anodo e o catodo (como no diodo) e o terminal de controle (gatilho ou *gate*). Verifique que o autor denomina a tensão direta de V_T e a corrente direta de I_T. O índice "T" significa tiristor. A corrente no gatilho é denominada de I_G.

A curva de corrente direta versus tensão direta do tiristor ideal é mostrada na Figura 17. O tiristor ideal suporta qualquer valor de tensão reversa sem entrar em condução. Do mesmo modo, sem a presença de corrente no gatilho, suportará qualquer tensão direta e não entrará em condução. Já na presença de corrente no gatilho, a partir de uma tensão direta igual ou superior a zero o tiristor entra em condução, tendo capacidade de conduzir qualquer corrente.

A queda de tensão que o tiristor provoca devido a sua barreira de potencial é V_T, sendo da ordem de 0,7 V ou mais. Em tiristores de potência este valor pode ser superior, chegando a próximo de 2 V ou mais em alguns casos. A queda de tensão e resistência interna do tiristor são mostradas na Figura 18.

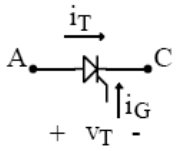


Figura 16 – Símbolo do tiristor.

Fonte: (Barbi, 2005).

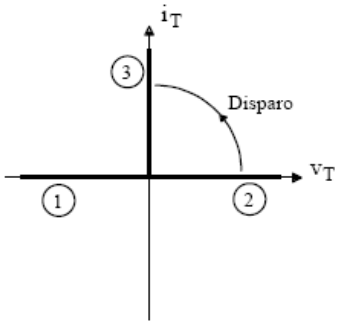


Figura 17 – Curva I x V do tiristor ideal.

Fonte: (Barbi, 2005).

O tiristor real tem uma curva como mostrado na Figura 19 onde nota-se que este componente possui três regiões de operação. A inclinação da curva depende da resistência interna do tiristor.

As três regiões de operação do tiristor são:

- Curva 1 – região de operação reversa sem corrente no gatilho. Assim como no caso do diodo, o tiristor suporta uma tensão reversa máxima denominada de V_{RM};
- Curva 2 – região de operação direta sem corrente no gatilho. De modo idêntico à região reversa, o tiristor pode ser submetido a uma tensão direta de valor V_{AKM} sem entrar em condução. Este valor geralmente é igual ao valor V_{RM};
- Curva 3 – região de operação direta com corrente de gatilho. Neste caso o tiristor se comporta identicamente ao diodo na região direta, provocando uma queda de tensão direta V_T.

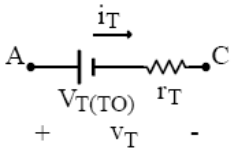


Figura 18 – Representação da queda de tensão do tiristor real e sua resistência interna.

Fonte: (Barbi, 2005).

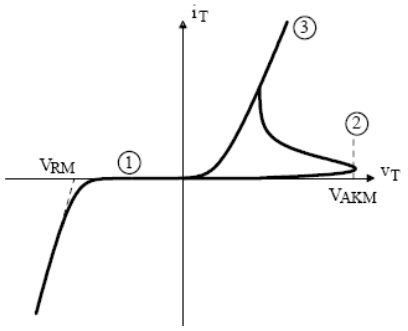


Figura 19 – Curva de corrente versus tensão do tiristor real.

Fonte: (Barbi, 2005).

O tiristor é um componente formado por junções PN, assim como também o diodo é denominado de diodo de junção PN. Lembre que existem outras tecnologias, como diodo de contato, etc. Na Figura 20 mostra-se o aspecto interno de um tiristor, onde nota-se a presença dos três terminais (A, C e G) e das três junções (J_1, J_2 e J_3). Está representado ainda na figura a presença de uma fonte de tensão conectada entre anodo e catodo que provocará a circulação da corrente direta pelo tiristor, além de polarizá-lo diretamente.

O disparo do tiristor, ou seja, o efeito de fazê-lo conduzir, é provocado quando se aplica uma corrente no gatilho, que irá circular entre gatilho e catodo. Esta corrente é originada pela fonte V_g e limitada pelo resistor de gatilho R_g.

A entrada em condução do tiristor ocorre quando se aplica um sinal no gatilho e o tiristor estiver diretamente polarizado. Após entrar em condução, o sinal no gatilho poderá ser retirado, pois mesmo assim permanecerá conduzindo.

Na Figura 21 mostra-se um circuito equivalente (apenas para estudo) para auxiliar na explicação da permanência em condução do tiristor mesmo sem sinal de gatilho. Observe-se que se for aplicada uma corrente no gatilho (I_G), esta corrente será a corrente de base do transistor T_2 (I_{B2}). Esta corrente fará com que o transistor T_2 conduza, provocando assim a circulação de corrente entre seu coletor e emissor ($I_{C2} = I_K$). Esta corrente de coletor (I_{C2}) irá circular pela base do transistor T_1 (I_{B1}) fazendo com que este entre em condução. T_1 conduzindo fará com que circule corrente entre seu emissor e coletor (I_{E1}) que por sua vez circulará pela base de T_2, mantendo os dois transistores conduzindo.

Para que o tiristor cesse a condução deve-se anular sua corrente, o que pode ser feito de dois modos:

- Desligando a fonte – assim a corrente do circuito todo será zerada;
- Curto circuitando anodo e catodo – fazendo um curto-circuito entre anodo e catodo faz-se a corrente do circuito desviar do tiristor, zerando sua corrente e provocando seu bloqueio.

O bloqueio se dá de modo idêntico ao diodo, independente do gatilho, quando a corrente no tiristor atingir o valor zero. É comum se aplicar pulsos de disparo, ao invés de um sinal contínuo, pois assim se garante que na transição de algum dos sinais de gatilho (pulso) ocorrá a entrada em condução.

Importante:

- Um tiristor entra em condução quando estiver diretamente polarizado e houver aplicação de corrente no gatilho.
- O tiristor bloqueia apenas quando a corrente que circula pelo mesmo atingir o valor zero, mesmo que a corrente de gatilho seja retirada antes disso.

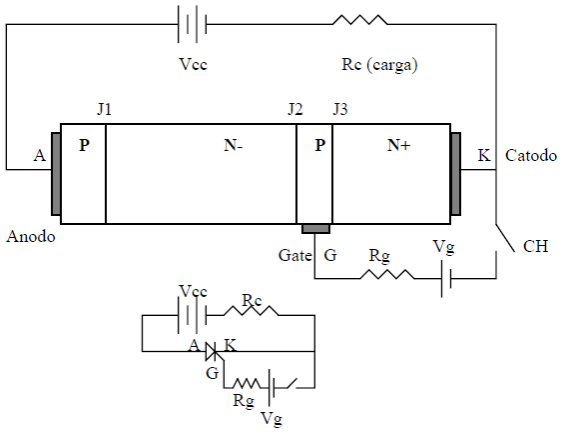


Figura 20 – Representação das junções do tiristor.

Fonte: (Pomilio, 2013).

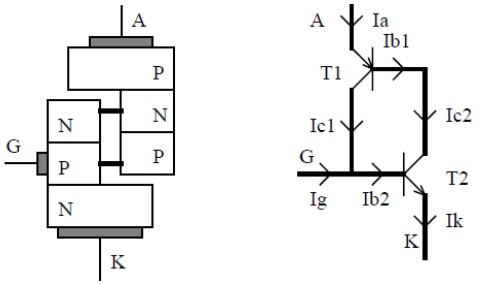


Figura 21 – Circuito equivalente para estudar o funcionamento do tiristor.

Fonte: (Pomilio, 2013).

3.2 Comutação dos Tiristores

A comutação de um tiristor ocorre de modo semelhante ao diodo. Na entrada em condução se tem a dependência da corrente de gatilho, como está mostrado na Figura 22. Nota-se que se a corrente de gatilho for zero, o tiristor somente entrará em condução se a tensão direta atingir o valor $V_{AKM} = V_{BO}$. Lembrando que geralmente V_{BO} será igual a V_{BR}. Estas tensões são denominadas de tensões de ruptura (*breakdown*). À medida que a corrente de gatilho aumenta, cada vez menor será a tensão direta necessária para provocar a entrada em condução do tiristor, até se chegar ao valor $V_{(TO)}$ que é idêntico na curva de um diodo.

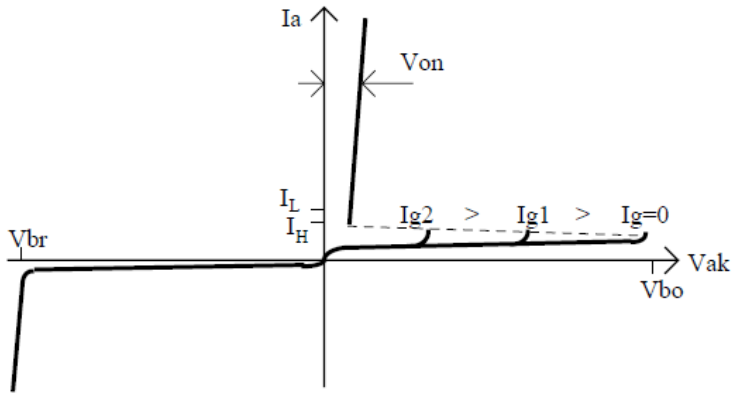


Figura 22 – Curva I x V de um tiristor e sua dependência da corrente de gatilho.

Fonte: (Barbi, 2005).

No bloqueio um tiristor apresenta o mesmo comportamento que um diodo, com recuperação reversa e tempo de comutação lento.

É comum se empregar circuitos de proteção para os tiristores, visando evitar entradas em condução intempestivas (indesejadas), como está mostrado na Figura 23. Geralmente o próprio fabricante do semicondutor, na folha de dados, apresenta valores típicos para os resistores e capacitores empregados nos circuitos de proteção. Estes circuitos atuam como filtros evitando que

ruídos ou variações muito rápidas na tensão sobre o tiristor provoquem sua condução indesejada.

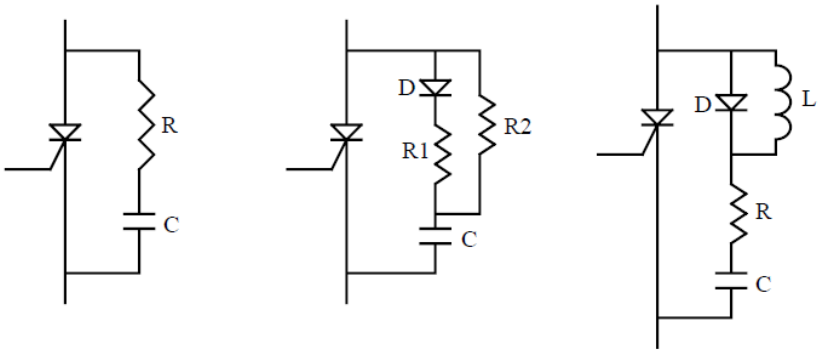


Figura 23 – Circuitos de proteção para o tiristor.

Fonte: (Barbi, 2005).

Na Figura 24 mostra-se curvas típicas para entrada em condução de um tiristor, onde nota-se o atraso provocado desde aplicação no sinal de gatilho (V_G) até sua total condução. O tempo para o componente entrar em condução é t_{on}. O atraso para entrar em condução é t_d (*delay time*) e o tempo para a tensão sobre o tiristor cair a zero é t_r (*rise time*).

Por sua vez, as curvas para o bloqueio do tiristor são mostradas na Figura 25 onde nota-se a presença da corrente de recuperação reversa do tiristor. O tempo tq, durante o qual o tiristor fica se recuperando reversamente, é da ordem de 10 a 200 μs para tiristores de uso geral.

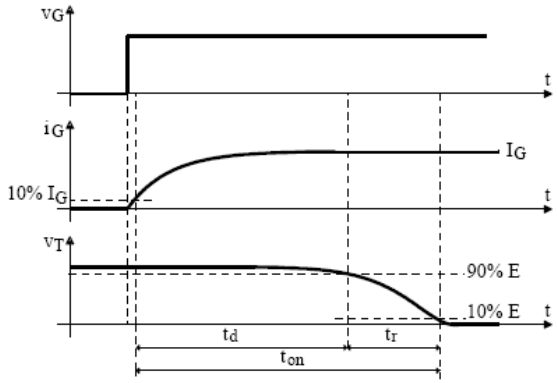


Figura 24 – Curvas de entrada em condução do tiristor.

Fonte: (Barbi, 2005).

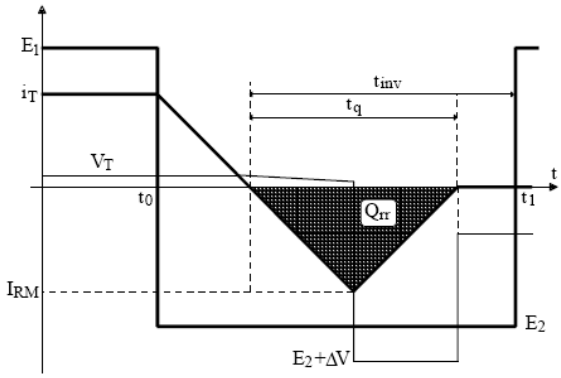


Figura 25 – Curvas de bloqueio do tiristor.

Fonte: (Barbi, 2005).

3.3 Perdas nos Tiristores

Em um tiristor, de modo idêntico aos diodos, se tem dois tipos de perdas: Perdas por condução – ocorrem quando o diodo está conduzindo; e Perdas por comutação – aparecem na entrada em condução e no bloqueio do diodo.

Considerar-se-á apenas as perdas por condução, que podem ser determinadas facilmente

pela expressão:

$$P = V_{(TO)} \cdot I_{Tmed} + r_T \cdot I_{Tef}{}^2 .$$

De forma simplificada:

$$P = V_{(TO)} \cdot I_{Tmed} .$$

Lembre que $V_{(To)}$ é a tensão direta V_T, quando o tiristor está conduzindo uma corrente média I_T. A tensão direta pode ser obtida na folha de dados, enquanto a corrente direta é aquela do circuito onde o tiristor está inserido, isto é, a corrente real que o componente estará conduzindo.

3.4 Características Importantes de Tiristores

As principais características de um tiristor, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Queda de tensão direta – V_T;
- Corrente média direta – $I_{T(AV)}$. AV significa média (*average*);
- Corrente eficaz direta – $I_{T(RMS)}$;
- Corrente máxima repetitiva – I_{TRM};
- Corrente máxima não-repetitiva – I_{TSM};
- Tensão repetitiva reversa máxima – V_{DRM}.
- Tensão de gatilho máxima reversa - V_{RGM};
- Corrente de gatilho para disparo – I_{GT};
- Corrente máxima de gatilho – I_{GM};

Como exemplo, estas características para um tiristor da série BT151, serão:

- Queda de tensão direta – 1,75 V;
- Corrente média direta – 7,5 A;
- Corrente eficaz direta – 12 A;
- Corrente máxima não-repetitiva – 132 A;
- Tensão repetitiva reversa máxima – *800 V*;
- Tensão de gatilho máxima reversa – 5 V;
- Corrente de gatilho para disparo – 15 mA;
- Corrente máxima de gatilho – 2 A.

Na Figura 26 mostra-se o encapsulamento típico de um tiristor, neste caso do modelo BT141 da NXP. É importante ressaltar que o terminal do anodo (A) está conectado ao dissipador, ou seja, é considerado um terminal vivo. Assim, como normalmente os tiristores são utilizados em

circuitos de alta tensão (220 V ou mais), é preciso cuidado para o isolamento adequado do componente com o restante dos componentes do circuito, além de se cuidar com o isolamento do gabinete do equipamento.

Pin	Symbol	Description	Simplified outline	Graphic symbol
1	K	cathode		
2	A	anode		
3	G	gate		
mb	mb	anode		

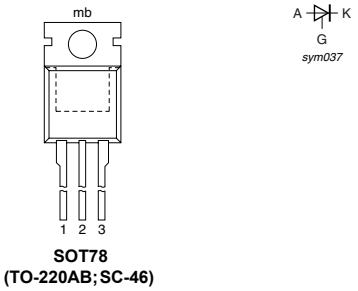


Figura 26 – Características de encapsulamento do BT151.

Fonte: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BT151-800R.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

3.5 Tipos de Tiristores Comerciais

Os fabricantes costumam categorizar os componentes, facilitando a escolha pelo usuário e a comparação entre diferentes modelos. Assim, a Onsemi, por exemplo, classifica os tiristores em:

- SCR;
- TRIAC;
- SIDAC;
- Outros componentes para proteção, etc.

Os primeiros são os tiristores estudados até aqui, isto é, os retificadores controlados de silício, semelhantes ao diodo com o terminal de controle (gatilho).

O TRIAC (tríodo para corrente alternada, do inglês *Triode for Alternating Current*) é um tiristor para corrente alternada, capaz de conduzir nos dois sentidos (semiciclo positivo e negativo) e com apenas um terminal de controle.

Pode-se obter um componente com funcionamento similar associando dois tiristores do tipo SCR, um para o semiciclo positivo e outro para o semiciclo negativo, como está mostrado na Figura 27. Já o TRIAC é mostrado na Figura 28.

O DIAC (diodo para corrente alternada, do inglês *Diode for Alternate Current*) é um tiristor sem gatilho, ou seja, é um SCR sem o *gate*. Assim, este componente tem a curva I x V mostrada na Figura 31. É utilizado em circuitos de disparo de tiristores. Seu símbolo é mostrado na Figura 29.

Por sua vez, o SIDAC (diodo de silício para corrente alternada, do inglês *Silicon Diode for Alternating Current*) é um tiristor utilizado para proteção em circuitos de entrada de

equipamentos eletrônicos, pois entra em condução assim que a tensão (direta ou reversa) atingir determinado valor. Tem comportamento semelhante ao varistor.

Existem ainda outros modelos de tiristores que não serão abordados aqui, como por exemplo o QUADRAC, que possui um TRIAC e um DIAC no mesmo encapsulamento.

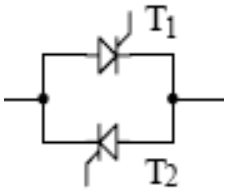


Figura 27 – TRIAC com dois SCRs.

Fonte: (Barbi, 2005).

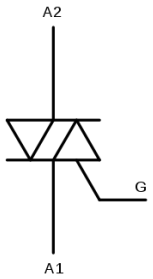


Figura 28 – Tiristor do tipo TRIAC.

Fonte: http:/wikipedia.org. Acessado em 20/08/2013.

Figura 29 – Tiristor do tipo DIAC.

Fonte: http:/wikipedia.org. Acessado em 20/08/2013.

Figura 30 – Tiristor do tipo SIDAC.

Fonte: http:/wikipedia.org. Acessado em 20/08/2013.

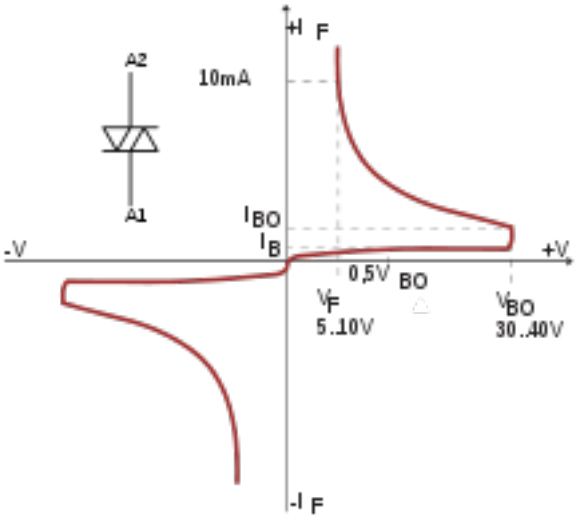


Figura 31 – Curva I x V do DIAC.

Fonte: http:/wikipedia.org. Acessado em 20/08/2013.

3.6 Testes de Tiristores

Para realizar o teste de tiristores procede-se de modo semelhante ao realizado com diodos. No entanto, agora se tem o terminal de gatilho, o que implica que para o tiristor conduzir é necessário aplicar uma corrente de gatilho.

O teste pode indicar:

- Tiristor em bom estado – indicação de circuito aberto na região reversa e de tensão próxima de 0,7 V na região direta, quando aplicado sinal de disparo no gatilho;
- Tiristor em curto-circuito – indicação de 0 V nos dois sentidos de condução;
- Tiristor aberto – indicação de circuito aberto nos dois sentidos de condução.

A Figura 32 mostra imagens do teste de um tiristor do tipo SCR com o multímetro na escala apropriada, resumindo o que foi acima exposto. Veja que na figura foi utilizada a escala de resistência de um multímetro analógico. Na falta deste, utilize um multímetro digital na escala de teste de diodos.

Deve-se lembrar que o teste com o multímetro é apenas um indicativo do estado do componente, pois em condições reais de operação, o componente poderá apresentar comportamento diferente, inclusive provocando o mau funcionamento do circuito onde estará sendo empregado.

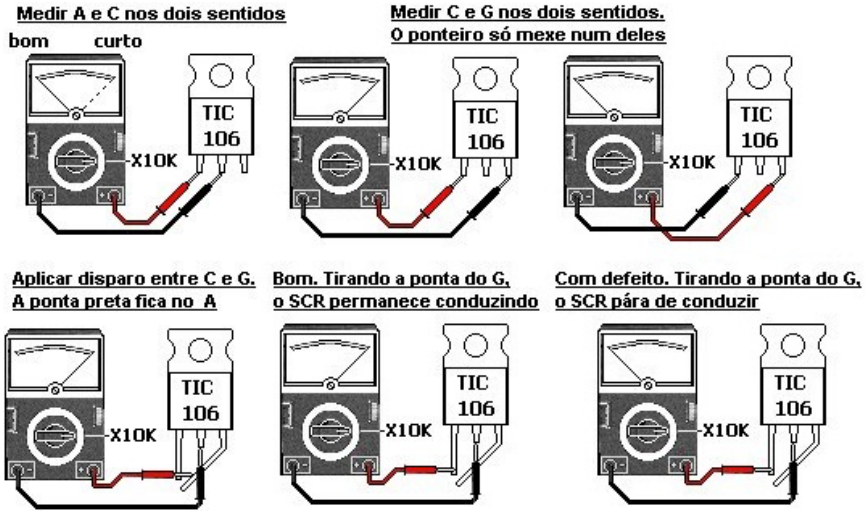


Figura 32 – Multímetro digital para teste de tiristores.

Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 20/08/2013.

3.7 Acionamento de Tiristores

Os tiristores que apresentam terminal de disparo (gatilho) necessitam de um circuito para

seu correto acionamento. Em outras palavras, um circuito de baixa tensão e corrente deverá proporcionar o sinal com valor e duração adequada para que o tiristor entre em condução quando for desejado.

Ao utilizar tiristores em circuitos de corrente contínua e/ou de baixa tensão, o sinal de comando (V_G) poderá ser gerado no próprio circuito. Já em outros casos, por exemplo quando se utilizam altas tensões (220 V ou mais), corrente alternada, ou se deseja isolamento entre o circuito de potência e o circuito de controle, pode ser necessário implementar uma etapa específica para o acionamento dos tiristores.

Na Figura 33 mostra-se um circuito típico para acionamento de TRIACs e controle por ângulo de fase da tensão na carga. Estes conversores (ca-ca) serão estudados em capítulos posteriores desta apostila. Nestes circuitos é necessário fazer o sincronismo com a tensão da rede, para que se dispare o tiristor no ângulo desejado, a partir de zero graus (passagem por zero da senóide da rede). Assim, o resistor de 1,5 MΩ realiza esta função no circuito da Figura 33. Note que o circuito integrado (TCA785 - http://www.infineon.com/) necessita de uma tensão contínua de 15 V para funcionar.

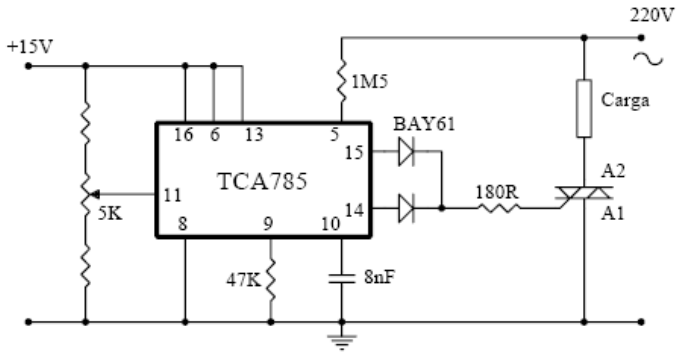


Figura 33 – Circuito típico para acionamento de tiristores.

Fonte: (Barbi, 2005).

Atualmente é muito comum o uso de optoacopladores para se ter isolamento entre o estágio de potência (TRIAC e rede de energia elétrica) e o estágio de controle, muitas vezes um microcontrolador ou microprocessador. Assim, na Figura 34, mostra-se um circuito exemplo, com um optoacoplador sendo acionado por um transistor. Na saída do optoacoplador se tem a conexão de uma fonte de tensão alternada e um resistor série. Quando for aplicada uma tensão na entrada (*input*) que leve o transistor à condução, este fará circular corrente pelo LED do optoacoplador, fazendo com que o DIAC em sua saída conduza, fazendo assim com que circule corrente entre os terminais 4 e 6 do circuito integrado. O optoacoplador é o modelo MOC3011 da Texas Instruments.

Na Figura 35 mostra-se o circuito completo, sugerido pelo fabricante na folha de dados do optoacoplador, para o caso de acionamento de cargas resistivas. Note que neste caso não é necessário empregar circuito de proteção para o tiristor.

Já quando se aciona cargas com característica indutiva, é necessário inserir um circuito de proteção, alterando o circuito no gatilho do tiristor, conforme sugerido pela Figura 36.

Além disso, é muito importante cuidar com a conexão do tiristor, para que a corrente de gatilho entre neste terminal e saia no catodo (para o SCR) ou para o terminal A1 (para TRIAC) mostrado na Figura 28. Isso pode ser observado na Figura 37 onde se mostra a identificação dos terminais, a pinagem e o aspecto real do TRIAC da série BT137 da NXP.

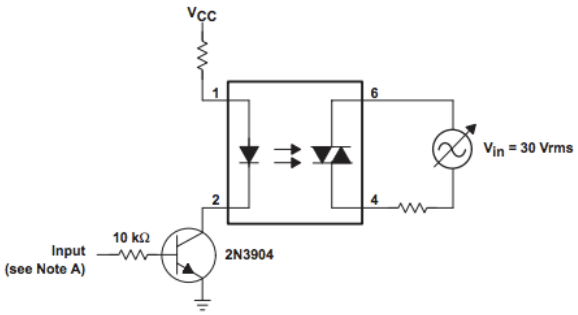


Figura 34 – Optoacoplador para acionamento de tiristores.

Fonte: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/moc3011.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

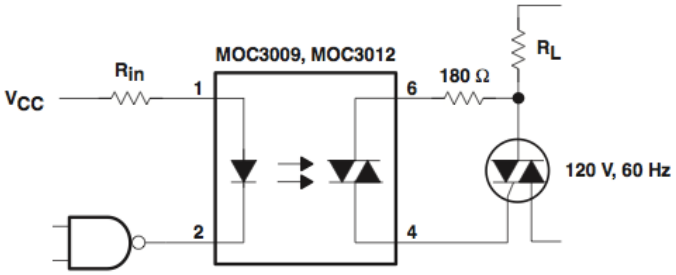


Figura 35 – Circuito com optoacoplador MOC3011 – Cargas resistivas.

Fonte: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/moc3011.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

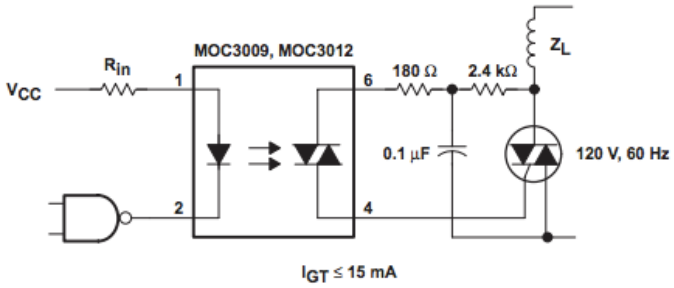
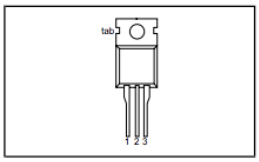


Figura 36 – Circuito com optoacoplador MOC3011 – Cargas indutivas.

Fonte: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/moc3011.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

PIN	DESCRIPTION
1	main terminal 1
2	main terminal 2
3	gate
tab	main terminal 2



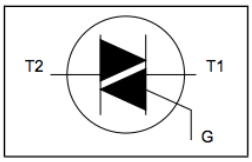


Figura 37 – Identificação dos terminais do TRIAC.

Fonte: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BT137_SERIES.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

4 Encapsulamento de Diodos e Tiristores

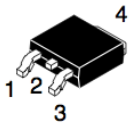
Assim como com os demais semicondutores, para os diodos se tem os mais diversos encapsulamentos, desde modelos em SMD (tecnologia de montagem em superfície, do inglês *surface-mount technology*) até módulos e modelos na forma de disco.

Na Figura 38 mostram-se alguns tiristores, onde nota-se a variedade de modelos disponíveis, dependendo da corrente e tensão para a qual foram projetados. Os encapsulamentos mais comuns para diodos e tiristores são aqueles apresentados na Figura 39.

Figura 38 – Encapsulamentos de diodos e tiristores.

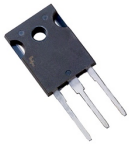
Fonte: http://www.chtechnology.com. Acesso em: 20/08/2013.

DO-41



DPAK

TO-220



TO-247

Figura 39 – Encapsulamentos mais comuns de diodos e tiristores.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Seja o circuito da Figura 40, considerando que a tensão da fonte é de 5 V, o resistor de 100 Ω e os diodos (D_1 e D_2) sejam 1N4003, determine:

- A corrente do circuito;
- As perdas de condução em cada diodo;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte.

Neste caso precisa-se consultar a folha de dados do diodo 1N4003 para estimar sua queda de tensão direta, que será:

$$V_{D1} = V_{D2} = 1{,}1V\ .$$

A tensão sobre o resistor série será:

$$V_{R1} = V_i - V_{D1} - V_{D2};$$

$$V_{R1} = 5 - 1{,}1 - 1{,}1 = 2{,}8V\ .$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{2{,}8}{100} = 28mA\ .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{D1} = P_{D2} = V_{D1} \cdot I_{D1} = V_{D1} \cdot I_{R1} = 1{,}1 \cdot 28m = 30{,}8mW\ ;$$

$$P_{R1} = V_{R1} \cdot R_1 = 2{,}8 \cdot 28m = 78{,}4mW\ ;$$

$$P_i = P_{R1} + P_{D1} + P_{D2} = 78{,}4m + 30{,}8m + 30{,}8m = 140mW\ .$$

ER 02) Seja o circuito da Figura 44, considerando que a tensão da fonte é de 12 V. Os resistores são: R_1 = 10 kΩ, R_2 = 4,7 kΩ e R_3 = 15 Ω. O LED é de potência, com tensão direta de 2 V e corrente direta de 600 mA. As informações do tiristor TIC106 são fornecidas na folha de dados, a ser consultada pela internet.

- A corrente do circuito;
- A potência dissipada pelo tiristor;
- A perda no resistor R_3;

- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito.

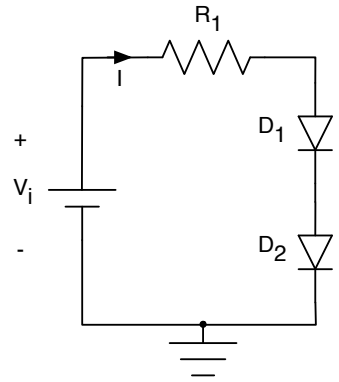


Figura 40 – Circuito para exercício resolvido 01.

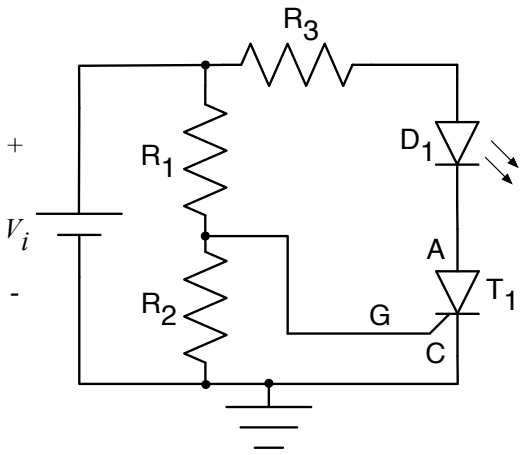


Figura 41 – Circuito para exercício resolvido 02.

Inicialmente deve-se verificar se o tiristor está em condução. Assim, determina-se a corrente de gatilho fazendo o equivalente de Thévenin:

$$V_{TH} = \frac{V_i \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 4,7k}{10k + 4,7k} \simeq 3,8V \text{ ;}$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10k \cdot 4,7k}{10k + 4,7k} \simeq 3,2k\Omega \text{ .}$$

Portanto, a corrente no gatilho será:

$$I_G = \frac{V_{TH} - V_G}{R_{TH}} = \frac{3,8 - 0,6}{3,2k} = 1mA \text{ .}$$

Pela folha de dados do componente verifica-se que sua corrente de disparo no gatilho é de 200 μA. Portanto o tiristor estará conduzindo.

Pode-se então determinar a tensão sobre o resistor R_3:

$$V_{R3} = V_i - V_{D1} - V_{T1};$$

$$V_{R3} = 12 - 2 - 1{,}7 = 8{,}3V.$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R_1} = \frac{8{,}3}{15} \simeq 553mA.$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{T1} = V_{T1} \cdot I_{T1} = V_{T1} \cdot I_{R3} = 1{,}7 \cdot 553m = 940{,}1mW;$$

$$P_{D1} = V_{D1} \cdot I_{D1} = V_{D1} \cdot I_{R3} = 2 \cdot 553m = 1.106mW;$$

$$P_{R3} = V_{R3} \cdot I_{R3} = 8{,}3 \cdot 553m = 4.589{,}9mW;$$

$$P_i = P_{R3} + P_{D1} + P_{T1} = 4.589{,}9m + 1.106m + 940{,}1m = 6.636mW.$$

Finalmente, o rendimento do circuito será:

$$\eta = \frac{P_{D1}}{P_i} = \frac{1.106m}{6.636m} = 0{,}17 \text{ ou } 17\%.$$

Note que o rendimento encontrado é muito baixo, indicando que seria um circuito inviável de ser implementado na prática. Claro, este circuito é apenas didático, para fins de estudo de tiristores, por isso não pode ser considerado um projeto para resultar em um produto eletrônico.

ER 03) Determine a queda de tensão direta para o diodo 1N5401, quando estiver conduzindo uma corrente de 1 A.

Precisa-se da curva do diodo 1N5401, conforme mostrado na Figura 42. A seguir, de forma aproximada, se determina que a tensão direta para a corrente de 1 A é 0,75 V.

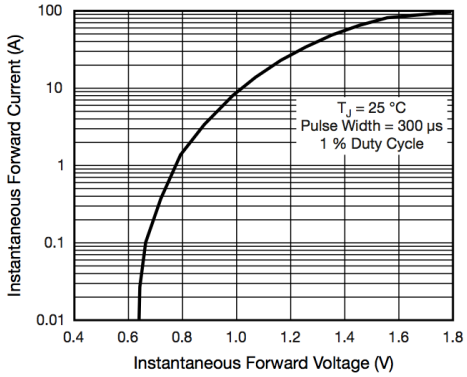


Figura 42 – Curva I x V do diodo 1N5401.

Exercícios Propostos

EP 01) Seja o circuito da Figura 43, considerando que a tensão da fonte é de 12 V. O resistor R_1 tem resistência de 10 Ω. O diodo é o 1N5400. Com base nas informações da folha de dados do fabricante, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência dissipada pelo diodo;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte.

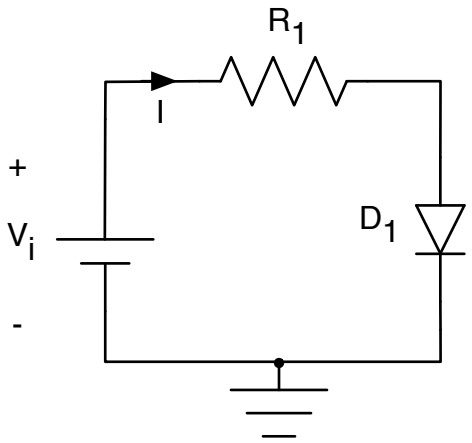


Figura 43 – Circuito para exercício proposto 01.

EP 02) Considerando as condições de operação do diodo do EP 01, responda:

- O diodo suporta a corrente do circuito;
- A tensão reversa do diodo está adequada aos níveis do circuito.

EP 03) Determine as perdas por condução para um diodo de silício, operando nas seguintes condições:

- Corrente média: 5 A;
- Queda de tensão direta: 1,2 V.

EP 04) Determine as perdas por condução para um diodo de silício, operando nas seguintes condições:

- Corrente média: 1 A;
- Queda de tensão direta: 0,8 V.

EP 05) Explique como ocorre a entrada em condução de um diodo. Ocorre algum fenômeno atípico?

EP 06) Explique como ocorre o bloqueio de um diodo. Ocorre algum fenômeno atípico?

EP 07) Em termos de comutação, qual a diferença de um tiristor para um diodo?

EP 08) O que é recuperação reversa?

EP 09) Comente sobre as principais características de um diodo que devem ser observadas para sua escolha.

EP 10) Os diodos de potência podem ser utilizados em altas frequências (acima de 100 kHz)?

EP 11) Os tiristores operam em altas ou baixas frequências?

EP 12) Comente sobre as diferenças entre um diodo real de um diodo ideal?

EP 13) Comente sobre as diferenças entre um tiristor real de um tiristor ideal?

EP 14) É correto afirmar que um diodo bloqueia quando estiver reversamente polarizado?

EP 15) O que é V_{RRM}?

EP 16) Qual a principal característica dos diodos de carbeto de silício (*silicon carbide*)?

EP 17) O que é a corrente máxima não-repetitiva de um diodo?

EP 18) Explique como fazer o teste de um diodo com multímetro?

EP 19) Tiristores podem ser testados com o multímetro? Explique.

EP 20) Comente sobre 3 diferentes tipos de tiristores?

EP 21) Considere o circuito da Figura 41, e que a tensão da fonte seja de 24 V. Os resistores são: R_1 = 10 kΩ, R_2 = 2,2 kΩ e R_3 = 15 Ω. O LED é de potência, com tensão direta de 2 V e corrente direta de 600 mA. As informações do tiristor TIC106 são fornecidas na folha de dados, a ser consultada pela internet.

- A corrente do circuito;
- A potência dissipada pelo tiristor;
- A perda no resistor R_3;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito.

EP 22) Repita o exercício EP 21 considerando que R_2 seja de 1 kΩ.

EP 23) Repita o exercício EP 21 considerando que R_3 seja de 10 Ω.

EP 24) Qual a queda de tensão direta do diodo 1N5404 quando submetido a uma corrente de 3 A?

EP 25) Qual a tensão entre anodo e catodo do tiristor BT151?

EP 26) Quais as formas de bloquear um tiristor?

EP 27) O que é um DIAC?

EP 28) Qual a diferença entre o SCR e o TRIAC?

6 Pré-Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade tem por objetivo preparar o estudante para a aula de laboratório, mais especificamente realizando simulações referentes aos circuitos que serão implementados.

Assim, objetiva-se:

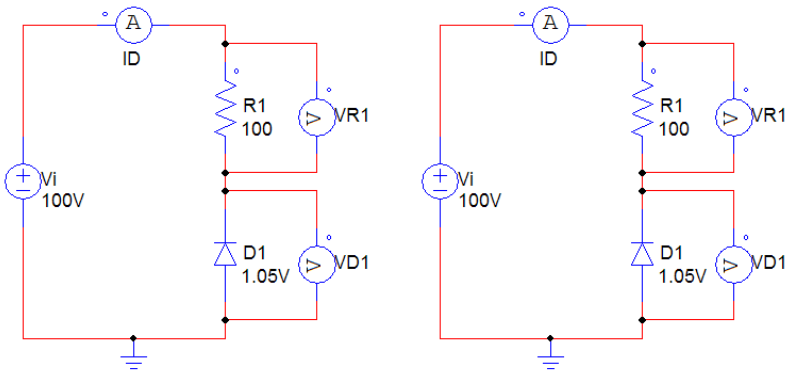
- Simular circuitos de eletrônica de potência;
- Antecipar os estudos referentes aos assuntos abordados na aula de laboratório;
- Entender o funcionamento de circuitos com eletrônica de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

As simulações serão realizadas com os simuladores Psim (http://powersimtech.com/) e Multisim (http://www.ni.com/multisim/pt/).

6.2 Simulação de Circuito com Diodos

As simulações realizadas nesta atividade referem-se aos circuitos apresentados na Figura 47. Inicialmente simule o diodo operando na região direta e com o Psim, conforme mostrado na Figura 44, considerando-o como sendo ideal e com queda de tensão de 1,05 V. Não esqueça de especificar no simular esta queda de tensão.

Anote os valores obtidos na Tabela 1. A seguir altere o circuito, deixando o diodo reversamente polarizado e anote os valores na Tabela 2. Note que os valores para a fonte ajustada em 3 V já são fornecidos, visando a conferência com o resultado obtido pelo aluno.



a) Polarização direta b) Polarização reversa.

Figura 44 – Circuito de simulação com diodos no Psim.

Os valores obtidos podem ser arredondados, pois em alguns casos representariam números extensos para serem representados.

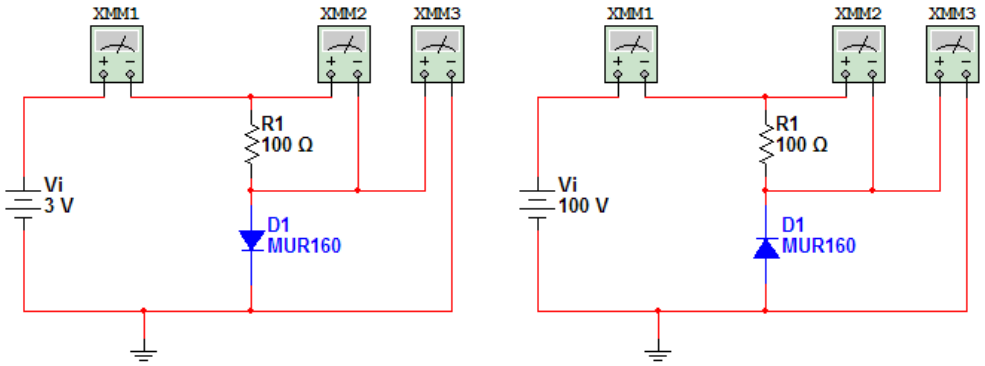
Tabela 1 – Valores de tensão e corrente na região direta.

Tensão na fonte [V]	**Tensão no diodo [V]**		**Tensão no resistor [V]**		**Corrente no diodo [mA]**	
	Psim	Multisim	Psim	Multisim	Psim	Multisim
0,0						
0,5						
1,0						
1,5						
2,0						
2,5						
3,0	*1,05*	*669,795m*	*1,95*	*2,33*	*19,5*	*23,303*
3,5						
4,0						
4,5						
5,0						

Tabela 2 – Valores de tensão e corrente na região reversa.

Tensão na fonte [V]	**Tensão no diodo [V]**		**Tensão no resistor [V]**		**Corrente no diodo [mA]**	
	Psim	Multisim	Psim	Multisim	Psim	Multisim
0,0						
50,0						
100,0	*100,0*	*100,0*	*0,0*	*0,0*	*0,0*	*0,0*
500,0						
1000,0						

A seguir, realize a mesma simulação com o software Multisim. Os multímetros são para medir a corrente do circuito e tensão nos elementos.



a) Polarização direta b) Polarização reversa.

Figura 45 – Circuito de simulação com diodos no Multisim.

Explique por que os valores encontrados com Multisim diferem daqueles obtidos com Psim.

6.3 Simulação de Circuito com Tiristores

A simulação do circuito com tiristor (SCR), conforme mostrado na Figura 49, será simulado apenas com o Multisim, visto que este *software* permite visualizar o LED ligado ou desligado. Assim, implemente no Multisim o circuito mostrado na Figura 46. Note que para medir a tensão sobre o tiristor (D_1) foi utilizado um recurso muito interessante, que por meio de uma ponteira (*Probe* 1) inserida ao circuito, permite obter tensões e correntes naquele ponto.

Além disso, note que na versão do Multisim utilizada (Multisim Student Edition 11.0.2) não há modelo para o tiristor BT151, substituindo-se então o mesmo pelo tiristor 2N1599. Note que chave S_1 serve para disparar (acionar) o tiristor, enquanto a chave S_2 fará seu bloqueio, desviando sua corrente e forçando a parar de conduzir.

Observe também que ao pressionar o interruptor S_1, o tiristor entra em condução, permanecendo assim mesmo que o botão seja solto.

Os tiristores possuem uma corrente mínima para permanecerem conduzindo, chamada de corrente de manutenção (I_H – *Holding current*). No caso do modelo 2N1599, está corrente é de aproximadamente 5 mA. Verifique que alterando o resistor R_1 para 1 kΩ a corrente no LED será reduzida para menos do que 5 mA. Neste caso, ao pressionar o interruptor S_1 o tiristor entra em condução, mas quando o mesmo for solto, deixará de conduzir.

Verifique para qual corrente no tiristor este deixa de conduzir após a retirada do sinal de comando. Anote este valor:

I_H = _____.

Anote também a tensão sobre o tiristor, ou seja, sua queda de tensão direta:

V_T = _____.

Calcule a potência dissipada sobre o tiristor.

P_T = _____.

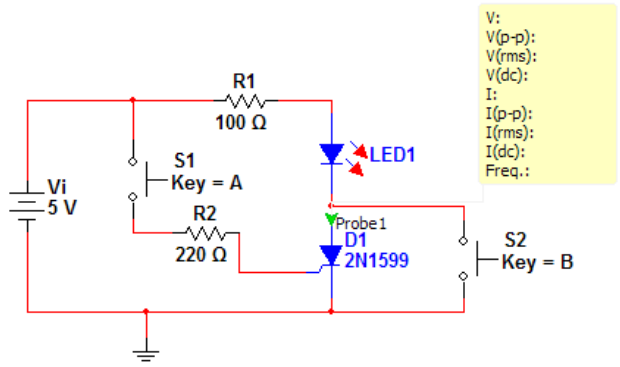


Figura 46 – Circuito de simulação com tiristor no Multisim.

7 Laboratório

7.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre semicondutores de potência (diodos e tiristores).

Em síntese, objetiva-se:

- Testar semicondutores de potência;
- Implementar circuitos de disparo de tiristores e transistores;
- Levantar a curva de corrente versus tensão de diodos;
- Entender o funcionamento de semicondutores de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

7.2 Diodos Semicondutores

Obtenha na internet a folha de dados do diodo MUR160.

A seguir, verifique se o diodo está em boas condições, utilizando o multímetro. Meça a tensão direta do mesmo:

V_D = _____.

Levante a curva de corrente versus tensão, tanto na região direta como na região reversa do diodo, anotando os valores nas Tabela 3 e Tabela 4. Utilize como referência o circuito da Figura 47. O diodo utilizado no circuito é o MUR160 e o resistor é de 100 Ω.

Tabela 3 – Valores de tensão e corrente na região direta.

Tensão na fonte [V]	Tensão no diodo [V]	Tensão no resistor [V]	Corrente calculada no diodo [mA]
0,0			
0,5			
1,0			
1,5			
2,0			
2,5			
3,0			
3,5			
4,0			
4,5			
5,0			

Tabela 4 – Valores de tensão e corrente na região reversa.

Tensão na fonte [V]	Tensão no diodo [V]	Tensão no resistor [V]	Corrente calculada no diodo [mA]
0,0			
15,0			
30,0			

Desenhe a curva característica do diodo na Figura 48. Utilize os dados das Tabela 3 e Tabela 4 e extrapole os pontos para obter uma melhor visualização da curva.

Determine a máxima perda em condução do diodo.

A tensão direta do diodo de potência é maior ou menor do que de um diodo de sinal?

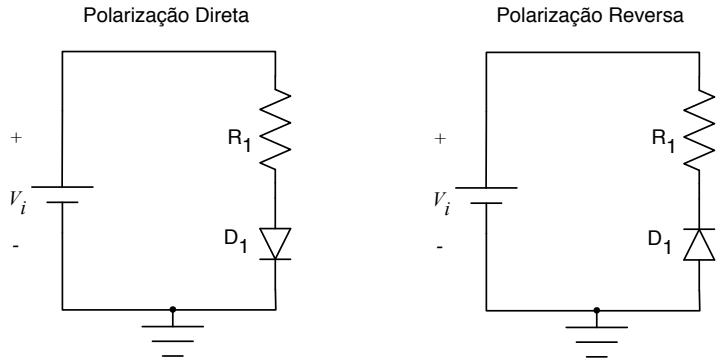


Figura 47 – Circuito de polarização do diodo semicondutor.

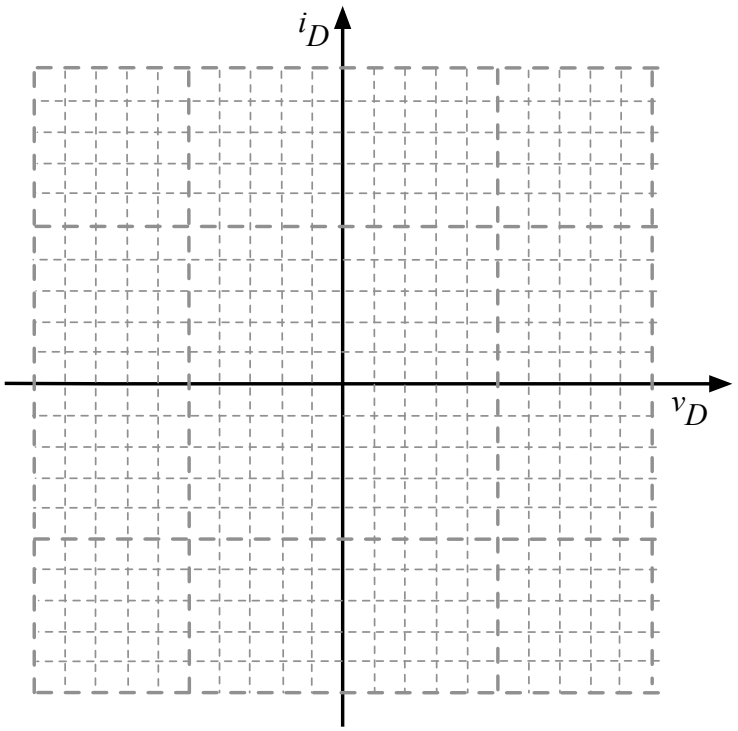


Figura 48 – Curva característica do diodo de potência.

7.3 Tiristores

Obtenha na internet a folha de dados do SCR BT151.

A seguir, verifique se o diodo está em boas condições, utilizando o multímetro.

Implemente o circuito mostrado na Figura 49 e provoque o disparo e bloqueio do SCR conforme orientações do professor. Para disparar o tiristor, conecte através de um condutor (fiozinho) o resistor R_2 ao terminal de gatilho do SCR. Já para bloquear o tiristor, inicialmente desligue a fonte de alimentação, em seguida religue o circuito e verifique que o mesmo deixou de conduzir. A outra possibilidade é curto-circuito através de um condutor, conforme indicado na figura, o terminal de anodo com o terminal de catado do SCR.

Os elementos do circuito da Figura 49 são:

- V_i = 5 V;
- R_1 = 100 Ω;
- R_2 = 220 Ω;
- D_1 = LED comum;
- T_1 = BT151.

Comprove que o tiristor permanece em condução mesmo após se retirar o pulso de disparo.

Meça a tensão entre anodo e catodo do tiristor quando o mesmo estiver conduzindo:

V_T = _____.

Quais as duas formas de bloquear um tiristor que foram testadas?

Determine a máxima perda em condução do tiristor.

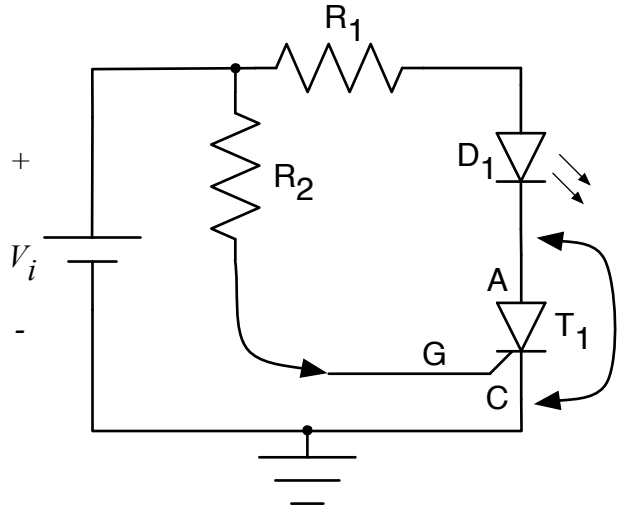


Figura 49 – Circuito para teste de tiristores (SCR).

8 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

Capítulo 3

Componentes Semicondutores II

Meta deste capítulo

Revisar componentes semicondutores e apresentar características novas relacionadas à eletrônica de potência.

objetivos

- Revisar transistores bipolares de junção;
- Estudar BJTs de potência;
- Estudar MOSFETs de potência;
- Estudar IGBTs;
- Identificar diferentes modelos de BJT, MOSFET e IGBT;
- Testar BJT, MOSFET e IGBT;
- Realizar ensaios com BJT, MOSFET e IGBT.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente aos Semicondutores de Potência I: diodos e tiristores.

Continuidade

O estudo continuará com a especificação de semicondutores e cálculo térmico.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foram estudados os diodos e tiristores, abordando-se com detalhes aspectos novos relacionados a estes componentes. Os diodos já haviam sido estudados em disciplinas de eletrônica do seu curso, mas detalhes da comutação, diferentes tecnologias, perdas, dentre outras características, foram apresentadas pela primeira vez naquele capítulo.

Do mesmo, os transistores bipolares de junção (BJT) também já foram estudados e aplicados em diversos circuitos ao longo do curso de eletrônica. Assim, aqui serão considerados alguns aspectos importantes para eletrônica de potência, como as perdas, relação da corrente de base com a corrente de coletor, etc. Por sua vez, transistores de efeito de campo (FET) e em especial os transistores de efeito de campo de metal-óxido (MOSFET) serão revisados e apresentados em detalhes aqui. Assim também, os transistores bipolares de porta isolada (IGBT) serão introduzidos e estudados neste capítulo.

A Figura 1 mostra um quadro comparativo de tecnologias de semicondutores em função da frequência de operação e de sua potência. Pode-se observar que os MOSFETs operam com altas frequências, mas potências menores que os IGBTs. Já os BJTs operam com potências menores que os MOSFETs e IGBTs e também em frequências menores, o que os coloca em posição de desvantagem em relação aos outros dois. Em alguns casos os BJTs são preferidos pelo baixo custo ou facilidade de obtenção no mercado.

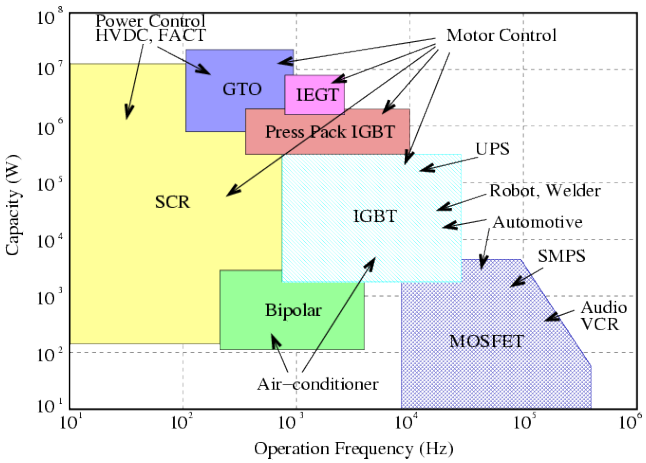


Figura 1 – Semicondutores para eletrônica de potência.

Fonte: http://www.iue.tuwien.ac.at. Acesso em: 14/08/2013.

Assim, neste capítulo se pretende fazer uma revisão dos transistores bipolares de junção, seguindo com o estudo dos transistores de efeito de campo de metal-óxido e por fim apresentando os transistores bipolares de porta isolada.

2 Transistores Bipolares de Junção

O emprego de transistores bipolares de junção (BJTs) em circuitos eletrônicos é muito frequente, o que também ocorre com circuitos de eletrônica de potência. Especialmente em circuitos eletrônicos de baixo custo, operando em baixas frequências, é usual a utilização de transistores bipolares de junção, além das aplicações em circuitos de controle e comando, proteção, supervisão, dentre outros.

Este capítulo sobre transistores bipolares de junção está organizado de forma a conduzir o aluno por uma revisão do funcionamento deste componente, seguindo com a inserção de novos conteúdos e características importantes para a eletrônica de potência. São apresentadas informações sobre componentes comerciais, além dos testes para verificar se o transistor está em bom estado. Ainda, apresentam-se um roteiro de laboratório, exercícios resolvidos e propostos e simulações de circuitos com semicondutores.

2.1 Considerações Iniciais

Os transistores bipolares de junção podem ser divididos, quanto a sua construção e, portanto, funcionamento, em transistores npn ou pnp. Nas Figura 2 e Figura 3 mostram-se os dois modelos e as variáveis principais nestes componentes.

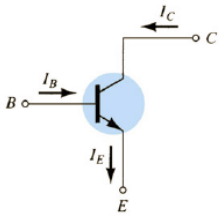


Figura 2 - Transistor npn.

Fonte: (Boylestad, 2004).

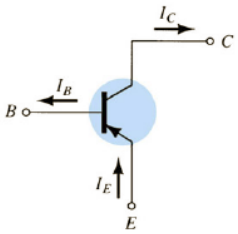


Figura 3 - Transistor pnp.

Fonte: (Boylestad, 2004).

As principais relações básicas no transistor são:

- Tensão base-emissor (V_{BE});
- Tensão coletor-emissor (V_{CE});
- Corrente de emissor (I_E);
- Corrente de coletor (I_C);
- Ganho (β).

Algumas considerações são importantes para a análise dos circuitos de polarização, que será realizada adiante. Estas considerações são apresentadas abaixo, correspondendo a tensão base-

emissor, característica da queda de tensão de uma junção pn; a corrente de base é muito pequena em relação a corrente de coletor, podendo-se aproximar $I_E = I_C$; a corrente de base é a corrente de coletor dividida pelo ganho do transistor.

$$V_{BE} = 0,7V\ ;$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B \cong I_C\ ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B\ .$$

A partir dos valores destas variáveis pode-se determinar se o transistor está operando em uma de suas três regiões de polarização, quais sejam:

- Região de corte – o transistor não estará conduzindo;
- Região ativa - o transistor estará operando na região de amplificação linear;
- Região de saturação – o transistor estará conduzindo em sua capacidade plena.

Na Figura 4 são apresentadas, em destaque, as três regiões de operação dos transistores bipolares de junção.

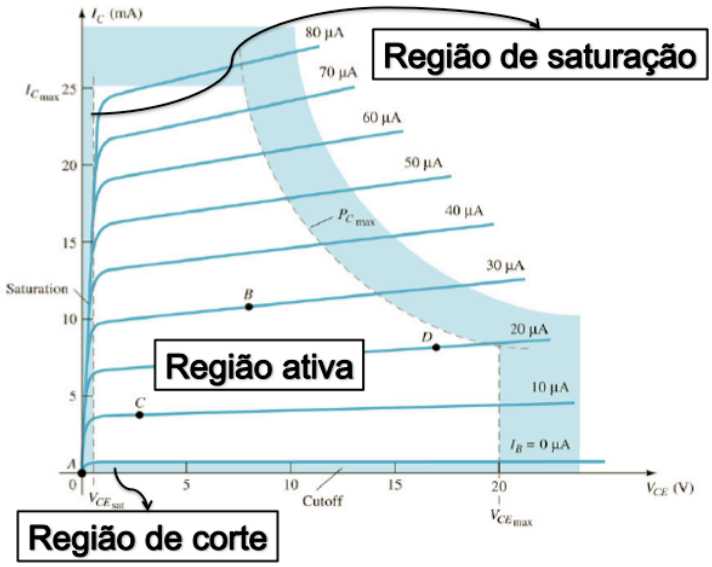


Figura 4 - Regiões de polarização de um transistor bipolar.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Em eletrônica de potência emprega-se o transistor operando na região de corte e saturação, visto que na região ativa as perdas são elevadas. Em outras palavras, aqui utiliza-se o transistor como chave, conduzindo ou não-conduzindo.

2.2 Polarização com Tensão Fixa

Um dos circuitos mais simples para polarização de transistores bipolares de junção é a

configuração emissor-comum com polarização fixa.

O circuito apresentado na Figura 5 apresenta um circuito simples de polarização de transistores bipolares de junção. A seguir, a título de revisão, será realizada a análise deste circuito de polarização.

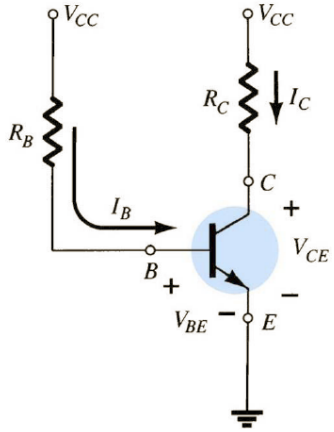


Figura 5 - Circuito de polarização em CC.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Fazendo-se a análise da malha de base-emissor, pode-se desenhar o circuito da Figura 6, obtendo-se:

$$+V_{CC} - I_B \cdot R_B - V_{BE} = 0\,;$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}.$$

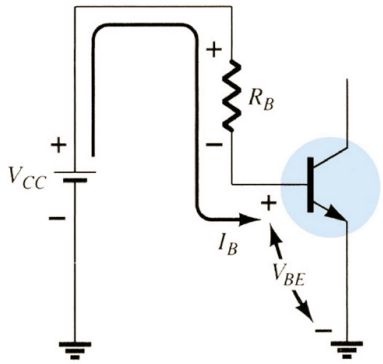


Figura 6 - Malha base-emissor.

Fonte: (Boylestad, 2004).

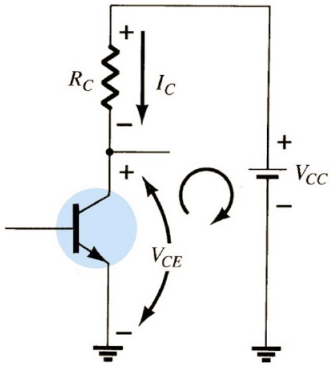


Figura 7 - Malha coletor-emissor.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Do mesmo modo, analisando a malha coletor-emissor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B\,;$$

$$V_{CE} + I_C \cdot R_C - V_{CC} = 0\,;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C\,.$$

2.3 Operação nas Regiões de Saturação

Se o transistor estiver operando na região de saturação, conforme mostrado na Figura 4, então pode-se considerar que a tensão coletor-emissor tenda a zero, como apresentado na Figura 8.

A corrente de saturação pode ser determinada por:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

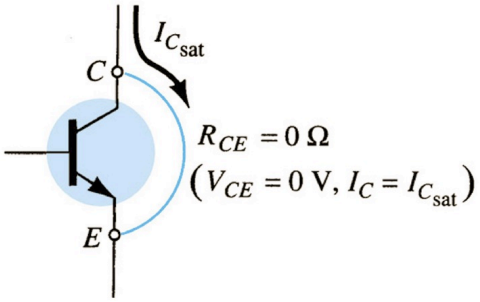


Figura 8 - Transistor operando na saturação.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Lembre que, em oposição à operação na saturação, tem-se a operação na região de corte, onde pode-se considerar:

$$I_C = 0;$$

$$V_{CE} = V_{CC}.$$

Utilizando estes limites de operação (I_{Csat} e $V_{CE} = V_{CC}$) tem-se a reta de carga do circuito, como está mostrado na Figura 9.

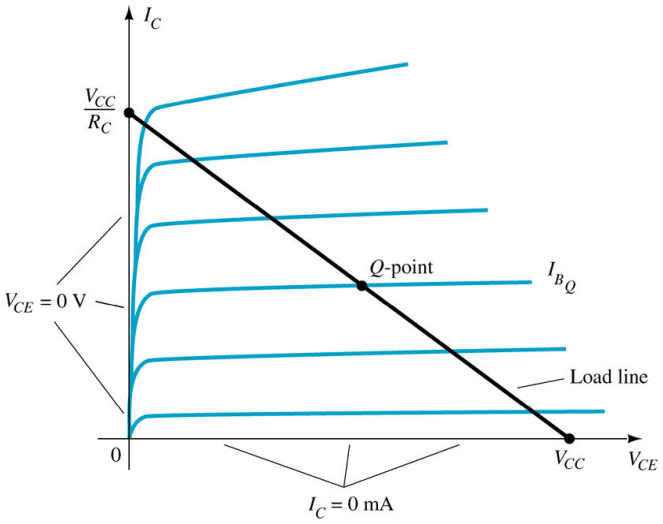


Figura 9 - Reta de carga para polarização fixa.

Fonte: (Boylestad, 2004).

2.4 Acionamento do BJT

Um transistor bipolar de junção entra em condução quando for aplicada corrente na base do mesmo e se vencida a queda de tensão direta entre base e emissor (V_{BE} = 0,7 V). Lembre-se que existe uma relação direta entre a corrente de coletor e a corrente de base, dada pelo ganho do transistor (β ou h_{FE}).

Assim, na Figura 10 mostra-se um circuito para realizar o acionamento do transistor, isto é, fazer com que o mesmo entre em condução e bloqueie quando desejado. Ao pressionar a chave S_1, irá circular corrente na base do transistor T_1, provocando sua condução, e consequentemente a circulação de corrente pelo seu resistor de carga (resistor de coletor). O resistor R_1 deve ser calculado para que a corrente de base seja suficiente para que o transistor T_1 opere na saturação.

Ao abrir a chave S_1, a base será levada ao referencial zero, por meio do resistor R_2. Este resistor funciona como *pull-down*, de modo idêntico a circuitos digitais. Este resistor deve ter valor escolhido para que garanta a não-condução do transistor com a chave S_1 aberta, ou seja, deve ter um valor baixo a ponto de garantir referencial zero na base do transistor. Por outro lado, não pode ser muito baixo, pois senão irá drenar uma alta corrente ao se fechar a chave S_1. Valores comuns para R_2 são da ordem de alguns quilo ohms.

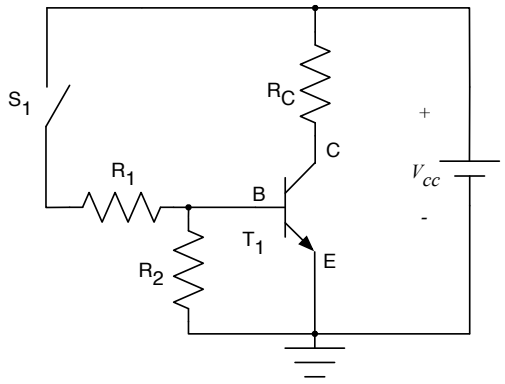


Figura 10 – Circuito para acionamento do BJT.

2.5 Comutação do BJT

A comutação do transistor bipolar de junção ocorre toda vez que o mesmo for comandado a conduzir ou a bloquear. Para apresentar as principais formas de onda do transistor durante a comutação será utilizado o circuito da Figura 11. Neste circuito, R_L é o resistor de carga (*load*), R_B o resistor de base, onde se tem a conexão de uma fonte de tensão pulsada, ou seja, que aplica uma forma de onda de tensão retangular para acionamento do transistor.

Observando a Figura 12, nota-se que a partir do momento que a corrente de base começa a aumentar, a corrente de coletor irá aumentar logo em seguida, com a diferença de um pequeno tempo, denominado de t_{on}, ou seja, tempo de entrada em condução, ou tempo de ligamento.

Por outro lado, no momento que a corrente de base diminui até zero, mesmo se tornando negativa para garantir o bloqueio do transistor, a corrente de coletor leva um longo tempo para iniciar sua queda, representado por t_s, fazendo com que o tempo para bloquear (t_{off}) seja alto.

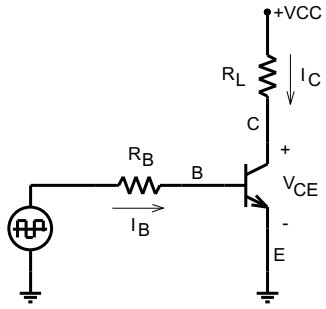


Figura 11 – Circuito para estudo da comutação do BJT.

Fonte: (Barbi, 2006).

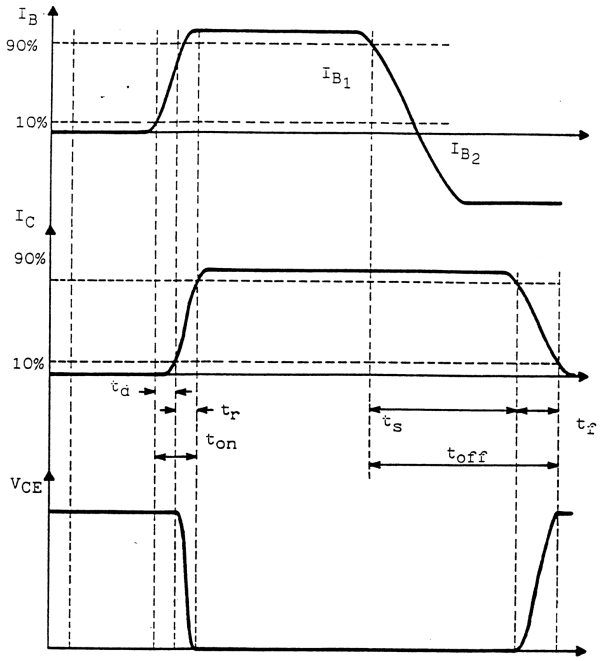


Figura 12 – Formas de onda da comutação do BJT com carga resistiva.

Fonte: (Barbi, 2006).

Conforme (Barbi, 2006), valores típicos para transistores de potência, para I_{B1} = 2,5 A e I_{B2} = 3,0 A são:

- t_d = 0,2 μs;
- t_r = 0,7 μs;
- t_s = 3,0 μs;
- t_f = 0,7 μs;

Note que o tempo t_{on} é a soma de t_d + tr, resultando em 0,9 μs. Já o tempo t_{off} resulta de t_s + t_f = 3,7 μs. Tempos como estes valores limitam a frequência de operação dos transistores a alguns quilo Hertz, o que representa uma desvantagem destes componentes em relação a outras tecnologias, como por exemplo os MOSFETs.

2.6 Perdas no BJT

Em um transistor, assim como nos diodos semicondutores, se tem dois tipos de perdas:

- Perdas por condução – ocorrem quando o transistor está conduzindo;
- Perdas por comutação – aparecem na entrada em condução e no bloqueio do transistor.

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) f.

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat} + i_B \cdot V_{BEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \ .$$

Onde:

- i_C – corrente de coletor;
- V_{CEsat} – tensão de coletor-emissor de saturação;
- i_B – corrente de base;
- V_{BEsat} – tensão base-emissor que leva o transistor à saturação;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado;
- f – frequência de operação.

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{1}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot I \cdot E \cdot f \ .$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de coletor;
- t_f – tempo de descida da corrente de coletor;
- I – corrente de coletor ao final da comutação;
- E – tensão entre coletor e emissor ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

É importante destacar que as perdas no transistor bipolar de junção dependem linearmente da corrente ($V_{CE} \cdot I_C$), o que é uma característica interessante em circuitos de alta potência, isto é, que operam com altas correntes.

2.7 Características Importantes de BJTs

As principais características de um BJT, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(sat)}$;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CEO};
- Corrente de coletor – I_C;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CP};
- Tensão máxima entre base e emissor – V_{BEO};
- Tensão base-emissor de saturação – $V_{BE(sat)}$;
- Ganho de corrente contínua – h_{FE};
- Tempo de subida da corrente de coletor – t_r;
- Tempo de descida da corrente de coletor – t_f.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo TIP50, serão:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(sat)}$ = 1 V;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CEO} = 500 V;
- Corrente de coletor – I_C = 1 A;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CP} = 2 A;
- Tensão máxima entre base e emissor – V_{BEO} = 5 V;
- Tensão base-emissor de saturação – $V_{BE(sat)}$ = 1,5 V;
- Ganho de corrente contínua – h_{FE} = 10 a 150.

Um detalhe importante para transistores bipolares de junção é a diminuição do ganho com o aumento da corrente. O transistor TIP50, para corrente de 1 A, tem ganho que varia de 10 a 150. Já um transistor 2N3055, para corrente de 15 A, tem ganho que varia de 5 a 70. Isso pode levar a altas correntes de base, quando se deseja altas correntes de coletor, o que é uma desvantagem dos transistores bipolares de junção em relação aos transistores de efeito de campo.

Nas Figura 13 e Figura 14 mostram-se as informações da folha de dados do transistor TIP50. Note que o fabricante não especifica os tempos de subida e descida da corrente de coletor.

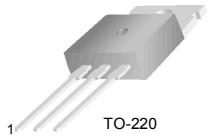
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

November 2008

TIP47/TIP48/TIP49/TIP50

NPN Silicon Transistor

- High Voltage and Switching Applications
- High Sustaining Voltage : V_{CEO}(sus) = 250 - 400V
- 1A Rated Collector Current



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

Absolute Maximum Ratings* T_a = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Ratings	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	: TIP47	350	V
		: TIP48	400	V
		: TIP49	450	V
		: TIP50	500	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: TIP47	250	V
		: TIP48	300	V
		: TIP49	350	V
		: TIP50	400	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage		5	V
I_C	Collector Current (DC)		1	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)		2	A
I_B	Base Current		0.6	A
P_C	Collector Dissipation (T_C=25°C)		40	W
	Collector Dissipation (T_a=25°C)		2	W
T_J	Junction Temperature		150	°C
T_{STG}	Storage Temperature		- 65 ~ 150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Figura 13 – Características elétricas do transistor TIP50.

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

Electrical Characteristics* T_a=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
V_{CEX}(sus)	Collector-Emitter Sustaining Voltage					
	: TIP47	I_C = 30mA, I_B = 0	250			V
	: TIP48		300			V
	: TIP49		350			V
	: TIP50		400			V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP47	V_{CE} = 150V, I_B = 0			1	mA
	: TIP48	V_{CE} = 200V, I_B = 0			1	mA
	: TIP49	V_{CE} = 250V, I_B = 0			1	mA
	: TIP50	V_{CE} = 300V, I_B = 0			1	mA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current : TIP47	V_{CE} = 350V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP48	V_{CE} = 400V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP49	V_{CE} = 450V, V_{BE} = 0			1	mA
	: TIP50	V_{CE} = 500V, V_{BE} = 0			1	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0			1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = 10V, I_C = 0.3A	30		150	
		V_{CE} = 10V, I_C = 1A	10			
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 1A, I_B = 0.2A			1	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = 10V, I_C = 1A			1.5	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE}=10V, I_C = 0.2A, f = 1MHz	10			MHz

* Pulse Test: Pulse Width≤300μs, Duty Cycle≤2%

Figura 14 – Características elétricas do transistor TIP50 - Continuação.

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

As folhas de dados dos transistores trazem uma informação muito importante sobre a operação segura do componente, denominada de área de operação segura (SOA, do inglês *safe operating area*). Na Figura 15 mostra-se a curva com a região de operação segura do transistor TIP50. Note que para uma corrente de coletor de 1 A e tensão entre coletor e emissor de até aproximadamente 40 V, o transistor estará operando na região segura. Acima disso deve-se verificar ponto a ponto sua corrente e tensão, para garantir que a região segura não seja extrapolada. Note também que se o transistor estiver sendo usado no modo chave, com pulsos da ordem de 100 μs, sua área de operação segura aumenta consideravelmente.

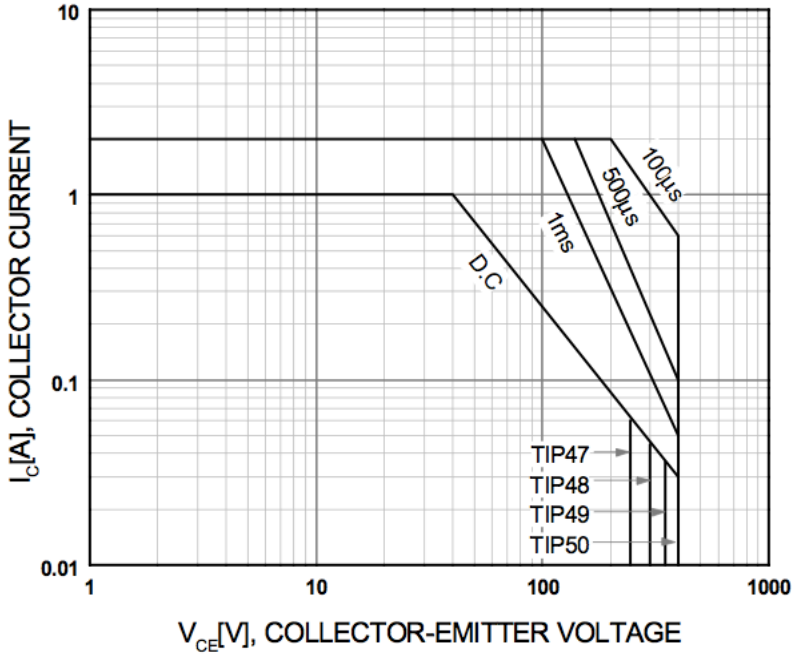


Figura 15 – Curva I x V mostrando a área segura de operação (SOA).

Fonte: http://www.fairchildsemi.com/ds/TI/TIP50.pdf. Acesso em: 23/08/2013.

2.8 Testes de BJTs

Os transistores bipolares de junção são testados de modo idêntico aos diodos, usando um multímetro na escala adequada. Do mesmo modo, podem estar em bom estado, abertos ou em curto-circuito.

A Figura 16 mostra imagens do teste de um transistor com o multímetro na escala apropriada, resumindo o que foi acima exposto. Deve-se lembrar que o teste com o multímetro é apenas um indicativo do estado do componente, pois em condições reais de operação, o componente poderá apresentar comportamento diferente, inclusive provocando o mau funcionamento do circuito onde estará sendo empregado.

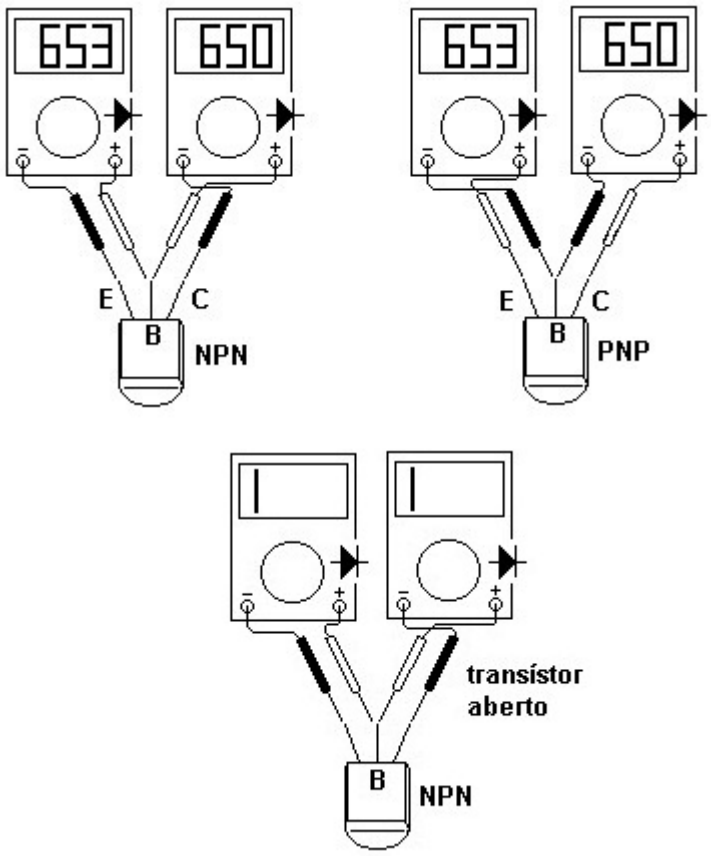


Figura 16 – Multímetro digital para teste de transistores.
Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 23/08/2013.

3 Transistores de Efeito de Campo de Metal-Óxido

Anteriormente, neste capítulo, foram revisados e apresentados aspectos novos relacionados aos transistores bipolares de junção. Estes componentes são amplamente utilizados em circuitos eletrônicos, dos mais diversos, desde aplicações de baixas potências, até centenas de Watts. Atualmente, pelas suas características mais interessantes em termos de velocidades de chaveamento e de facilidade de acionamento, tem ocorrido grande preferência pelos transistores de de efeito de campo, em específico os transistores de efeito de campo de metal-óxido (MOSFET).

Assim, neste capítulo será apresentada uma introdução a este componente, seguindo pelo estudo de suas principais caraterísticas, circuito de acionamento, estudo da comutação e perdas, além das características principais destes componentes.

3.1 Considerações Iniciais

A família de transistores de efeito de campo é basicamente constituída pelos transistores de efeito de campo com gatilho (JFET) e os transistores de efeito de campo de metal-óxido

(MOSFET). Mas estes podem ser de enriquecimento e depleção.

Assim como existem transistores bipolares de junção NPN e PNP, existem transistores de efeito de campo de canal N e de canal P. Na Figura 17 mostra-se o símbolo de cada FET.

A Figura 18 mostra a constituição de um JFET (no lado esquerdo) e de um MOSFET (no lado direito), onde nota-se uma diferença substancial em relação aos BJTs.

Note que os terminais destes transistores são:

- Gatilho (*gate*) – terminal de controle do componente;
- Dreno – terminal que drena a corrente (no sentido real) fornecida pela fonte (*source*). No sentido convencional de circulação de corrente é o terminal por onde entra a corrente;
- Fonte (*source*) – terminal que fornece elétrons, no sentido real, e por onde sai a corrente no sentido convencional.

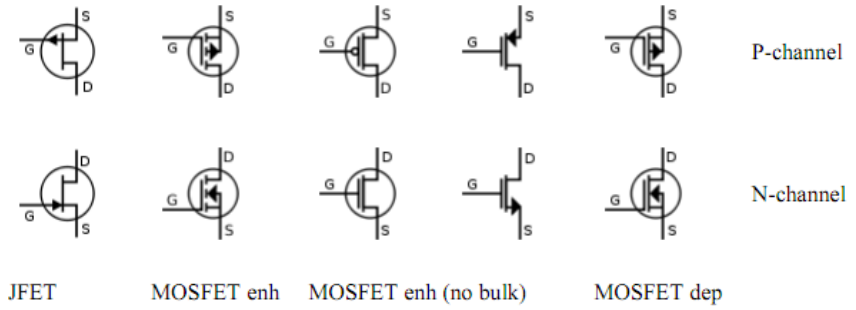
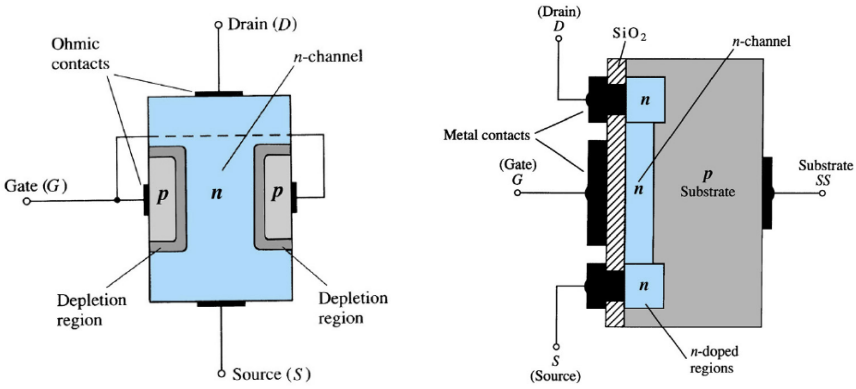


Figura 17 – Símbolos de FETs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET. Acesso em: 23/08/2013.



(JFET) (MOSFET)

Figura 18 – Constituição de transistores de efeito de campo.

Fonte: (Boylestad, 2004).

O transistor de efeito de campo é controlado pelo terminal de gatilho, fazendo com que a largura do canal aumente ou diminua à medida que se aplica ou retira tensão entre este terminal e a fonte. Por isso este transistor é denominado de efeito de campo, pois a corrente de dreno é

controlada pela tensão (campo elétrico) entre o gatilho e a fonte. Assim, pode-se escrever:

$$I_D = k \cdot V_{GS} .$$

O ganho do transistor foi denominado simplesmente de *k*. Note a diferença para o BJT:

$$I_C = \beta \cdot I_B .$$

A curva típica de um MOSFET canal N é mostrada na Figura 19, onde notam-se três regiões de operação:

- Região de corte – não identificada na figura, é a região com V_{GS} baixo, fazendo com que a corrente de dreno (I_D) seja praticamente nula;
- Região de saturação – quando V_{GS} tem valor acima de aproximadamente 4 V a corrente de dreno é constante, mesmo variando a tensão de dreno-fonte (V_{DS});
- Região linear ou ôhmica – nesta região ocorre uma variação linear entre a corrente de dreno (I_D) e a tensão entre dreno e fonte (V_{DS}).

A tensão V_{TH} é denominada de tensão de limiar (*threshold*) e representa o valor de tensão a partir do qual o transistor entra em condução. Tipicamente é da ordem de 4 V. A curva vermelha na Figura 19 representa a transição entre a região linear e a região de saturação.

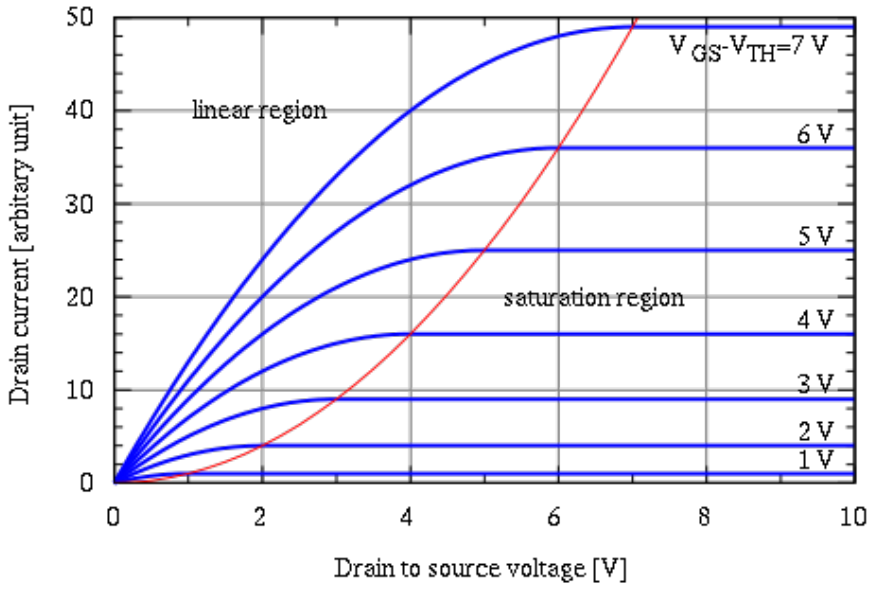


Figura 19 – Curvas I_D x V_{GS} de MOSFETs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET. Acesso em: 23/08/2013.

Os MOSFETs utilizados em eletrônica de potência tem símbolo e curvas conforme mostrado na Figura 20. No símbolo nota-se a presença de um diodo, que é intrínseco ao componente, ou seja, aparece na sua fabricação e que já pode ser utilizado como diodo de roda-

livre em algumas aplicações. Na folha de dados, o fabricante fornece as informações referentes ao diodo intrínseco. Observando as formas de onda de I_D x V_{DS}, nota-se que a partir de 4 V o transistor começa a conduzir. Tipicamente o limite máximo de tensão para V_{GS} é da ordem de 20 V.

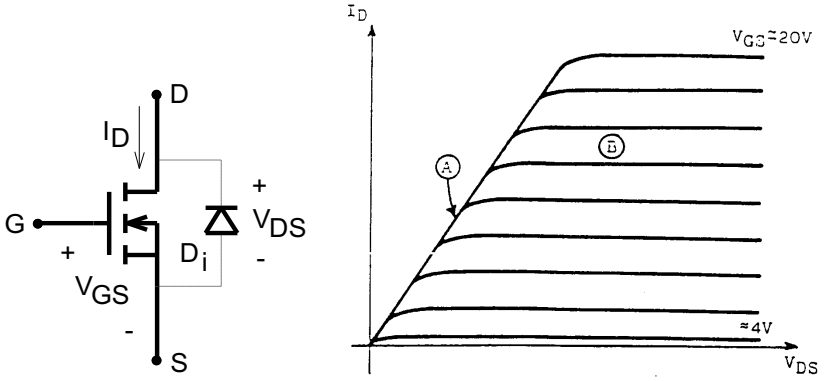


Figura 20 – MOSFET de potência e suas curvas típicas.

Fonte: (Barbi, 2006).

3.2 Acionamento do MOSFET

O transistor MOSFET entra em condução quando for aplicada uma tensão entre o gatilho e o terminal fonte (*source*) maior que a tensão de limiar. De outro modo, pode-se considerar a capacitância entre o gatilho e o terminal fonte (*source*), e para que o MOSFET conduza este pequeno capacitor deve ser carregado. Por outro lado, para bloquear o MOSFET deve-se descarregar esta capacitância, que é da ordem de alguns pico Farads. Na Figura 21 mostra-se o circuito para estudo do acionamento do MOSFET.

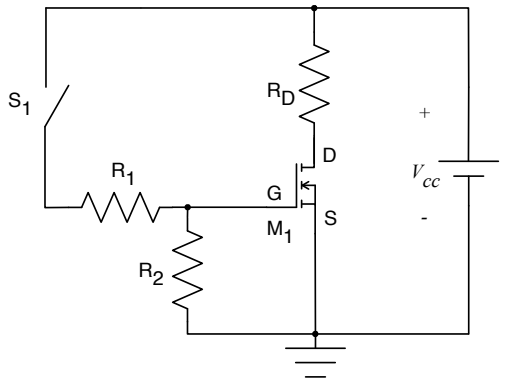


Figura 21 – Circuito para acionamento do MOSFET.

A chave S_1 é responsável por conectar o terminal do gatilho na fonte de energia (V_{CC}) por meio do resistor R_1. Assim, ao fechar a chave S_1, o transistor MOSFET será levado à condução, considerando que V_{CC} seja maior do que a tensão de limiar (V_T). Ao abrir S_1, o MOSFET irá bloquear devido a presença do resistor R_2, que faz o papel de resistor de *pull-down*.

O tempo de entrada em condução (t_{on}) dependerá do valor da tensão V_{CC}, do resistor R_1 e da capacitância de entrada do MOSFET, C_{iss}. Do mesmo modo, o tempo de bloqueio (t_{off}) dependerá desta capacitância (C_{iss}) e do resistor R_2. Note-se que para fazer o MOSFET conduzir ou bloquear, deve-se carregar e descarregar C_{iss}.

Assim, a forma de onda da tensão entre gatilho e fonte (*source*) e da corrente de gatilho terá o aspecto mostrado na Figura 23. Percebe-se que a corrente atinge um pico (I_{pk}), dado por V_{cc}/R_1, visto que inicialmente o capacitor C_{iss} está descarregada. Este pico é da ordem de 500 mA até 1 A na prática. Note que quanto menor o resistor R_1, menor será o tempo de entrada em condução (t_{on}) e maior será o pico da corrente (I_{pk}). O valor médio da corrente no resistor R_1 é pequeno, pois os tempos envolvidos são da ordem de nano segundos.

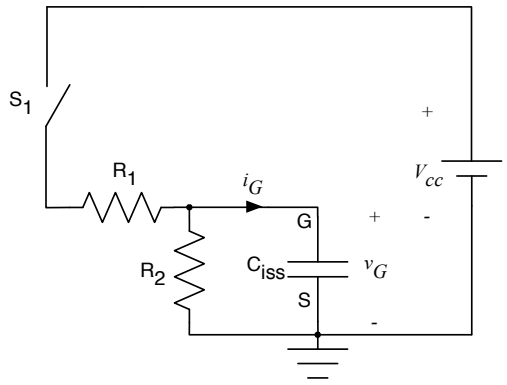


Figura 22 – Circuito equivalente de acionamento do MOSFET.

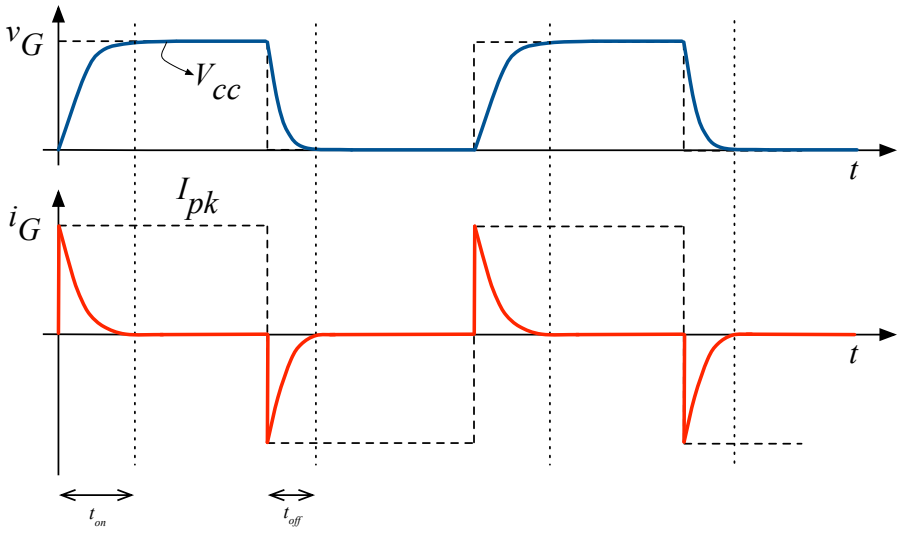


Figura 23 – Corrente e tensão no gatilho durante sua comutação.

A tensão no gatilho inicia em zero e sobe até a tensão da fonte (V_{CC}). O tempo t_{on} é diferente do tempo t_{off}. Isso é devido a escolha dos valores de R_1 e R_2, que pode ser diferente. Por conseguinte, a velocidade de entrada em condução e de bloqueio do MOSFET pode ser controlada pelos resistores R_1 e R_2.

3.3 Comutação do MOSFET

A comutação dos transistores MOSFET ocorre de modo similar ao BJT, mas com particularidades importantes. O circuito para análise da comutação é mostrado na Figura 24. A tensão do estágio de potência é V_{DD}, a carga R_L. Já no circuito de acionamento se tem dois resistores, um em série com o gerador de sinais e outro do gatilho para o terminal fonte (*source*) para garantir o bloqueio do MOSFET.

É importante notar nas formas de onda da Figura 25 que os tempos de entrada em condução (t_{on}) e de bloqueio (t_{off}) são muito parecidos, o que contrasta com os tempos do BJT, onde t_{off} é bem maior do que t_{on}. Verifique que a subida e descida da corrente de dreno, assim como da tensão entre dreno e fonte, é linear e bem comportada, ou seja, sem picos ou variações não-lineares.

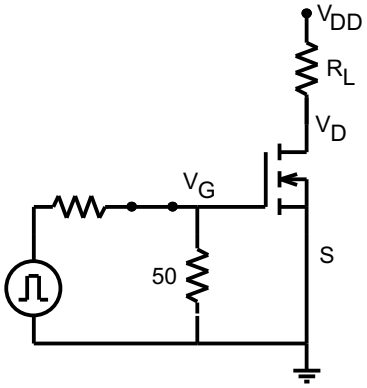


Figura 24 – Circuito para estudo da comutação do MOSFET.

Fonte: (Barbi, 2006).

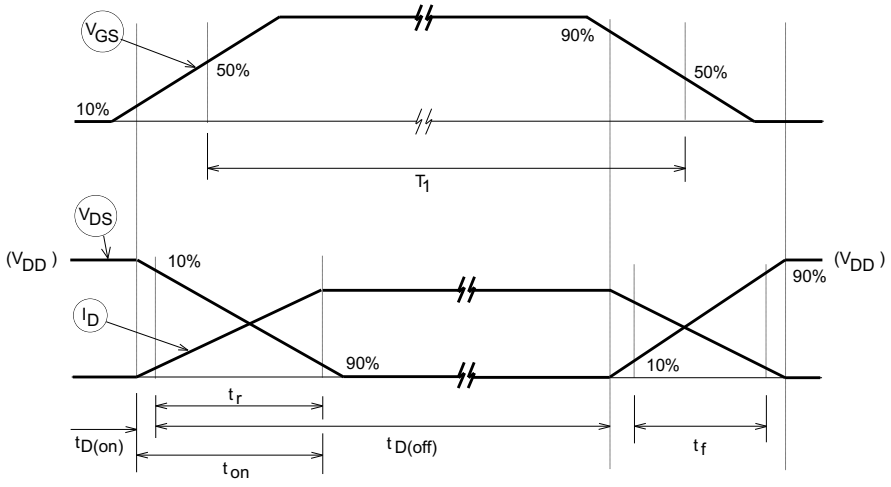


Figura 25 – Formas de onda da comutação do MOSFET com carga resistiva.

Fonte: (Barbi, 2006).

Os tempos de subida e descida da corrente e tensão no MOSFET dependem de suas capacitâncias internas. Estes tempos são da ordem de nano segundos. Pode-se considerar ainda:

- $t_{on} = t_r$;
- $t_{off} = t_f$.

Ressalte-se que tanto para o transistor BJT como para o MOSFET, a comutação com cargas diferentes da resistiva, por exemplo indutiva, apresentará formas de onda diferentes, específicas para cada caso.

3.4 Perdas no MOSFET

De modo similar aos transistores bipolares de junção, nos transistores de efeito de campo se tem as perdas por condução e por comutação.

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) $f = 1/T$.

$$P_{cond} = \frac{t_{on}}{T} \cdot r_{ds(on)} \cdot i_{d(on)}{}^2 .$$

Onde:

- $i_{d(on)}$ – corrente de dreno quando ligado;
- $r_{ds(on)}$ – resistência entre dreno e *source* quando ligado;
- T – período de chaveamento;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado.

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{f}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot i_{d(on)} \cdot v_{ds(off)} .$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de dreno;
- t_f – tempo de descida da corrente de dreno;
- $i_{d(on)}$ – corrente de dreno quando ligado;
- $v_{ds(off)}$ – tensão entre dreno e *source* ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

Considera-se, em geral, que:

- $t_{on} = t_r$;
- $t_r = t_{on}$;
- $t_f = t_{off}$.

Com relação às perdas no MOSFET é importante notar que as perdas por condução dependem do quadrado da corrente de dreno, o que em altas potências é ruim, pois para altas correntes as perdas serão elevadas. Aqui se tem uma desvantagem dos transistores MOSFET em relação aos BJTs.

3.5 Características Importantes de MOSFETs

As principais características de um MOSFET, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão máxima entre dreno e *source* – V_{DSS};
- Corrente de dreno – I_D;
- Corrente de dreno de pico (pulsada) – I_{DM};
- Resistência entre dreno e *source* quando ligado – $R_{DS(on)}$;
- Tensão máxima entre gatilho e *source* – V_{GS};
- Tensão de limiar entre gatilho e source – $V_{GS(th)}$;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$;
- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f;
- Capacitância de entrada – C_{iss};
- Corrente do diodo intrínseco – I_s;
- Corrente de pico no diodo intrínseco – I_{SM};
- Queda de tensão direta do diodo intrínseco – V_{SD};
- Tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco – t_{rr}.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo IRF540, serão:

- Tensão máxima entre dreno e *source* – V_{DSS} = 100 V;
- Corrente de dreno – I_D = 33 A @ T_j = 25 ºC;
- Corrente de dreno de pico (pulsada) – I_{DM} = 110 A;
- Resistência entre dreno e *source* quando ligado – $R_{DS(on)}$ = 44 mΩ;
- Tensão máxima entre gatilho e *source* – V_{GS} = ±20 V;

- Tensão de limiar entre gatilho e source – $V_{GS(th)}$ = 4 V;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$ = 11 ns;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r = 35 ns;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$ = 39 ns;
- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f = 35 ns;
- Capacitância de entrada – C_{iss} = 1960 pF;
- Corrente do diodo intrínseco – I_s = 33 A;
- Corrente de pico no diodo intrínseco – I_{SM} = 110 A;
- Queda de tensão direta do diodo intrínseco – V_{SD} = 1,2 V;
- Tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco – t_{rr} = 170 ns.

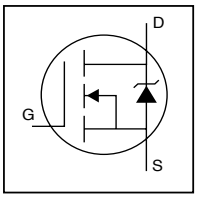
International
IOR Rectifier

PD - 91341B

IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



V_{DSS} = 100V

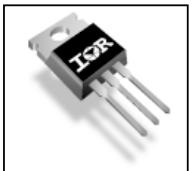
$R_{DS(on)}$ = 44mΩ

I_D = 33A

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	33	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
P_D @T_C = 25°C	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 srew	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com 1

Figura 26 – Características elétricas do transistor IRF540.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

IRF540N

International
IOR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D = 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	mΩ	V_{GS} = 10V, I_D = 16A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	V_{DS} = 50V, I_D = 16A④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V
		—	—	250		V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS} = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS} = -20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	71	nC	I_D = 16A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		V_{DS} = 80V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21		V_{GS} = 10V, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	V_{DD} = 50V
t_r	Rise Time	—	35	—		I_D = 16A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		R_G = 5.1Ω
t_f	Fall Time	—	35	—		V_{GS} = 10V, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—		V_{DS} = 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	700⑤	185⑥	mJ	I_{AS} = 16A, L = 1.5mH

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	T_J = 25°C, I_S = 16A, V_{GS} = 0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	T_J = 25°C, I_F = 16A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	di/dt = 100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Figura 27 – Características elétricas do transistor IRF540 - Continuação.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf540n.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Nas Figura 26 e Figura 27 mostram-se as informações da folha de dados do transistor IRF540. Note que todas as informações relevantes do MOSFET e de seu diodo intrínseco são fornecidas pelo fabricante, detalhando os aspectos técnicos e condições de teste dos ensaios realizados para obtenção destes parâmetros.

Do mesmo modo que nos transistores bipolares de junção, nos transistores de efeito de campo também se tem a curva mostrando a área de operação segura do componente, a qual deve ser observada para um projeto seguro e bem feito.

3.6 Testes de MOSFETs

Os transistores de efeito de campo podem ser testados com o multímetro, do mesmo modo que diodos e transistores bipolares de junção. Do mesmo modo, podem estar em bom estado, abertos ou em curto-circuito. Lembre que o MOSFET possui um diodo intrínseco entre *source* e dreno, fazendo com que o mesmo conduza quando polarizado diretamente.

Em síntese, o teste de um MOSFET resulta em não condução entre dreno e *source*, quando não houver sinal no gatilho. Por outro lado, pode-se carregar a capacitância de entrada do MOSFET (C_{iss}) aplicando uma tensão no gatilho, mesmo com o multímetro. Aguarda-se um tempo

e a seguir mede-se novamente a condução entre dreno e *source*, que agora deverá ocorrer. A seguir, inverta a polaridade da tensão aplicada ao gatilho, descarregando C_{iss}; agora não deve mais ocorrer condução entre dreno e *source*.

Na Figura 28 mostra-se uma figura sintetizando o que foi exposto anteriormente. Veja que nesta figura o autor utilizou um multímetro analógico e possivelmente será utilizado um multímetro digital nos testes a serem realizados em laboratório.

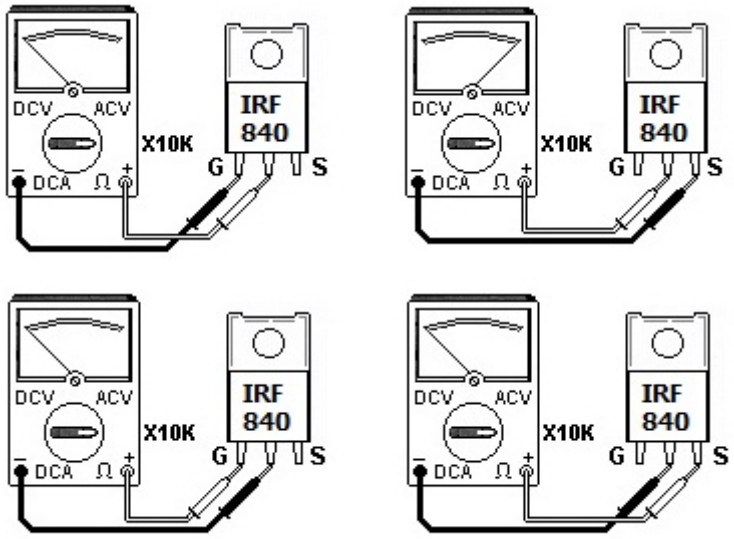


Figura 28 – Multímetro digital para teste de transistores de feito de campo.

Fonte: https://burgoseletronica.net. Acesso em: 24/08/2013.

4 Transistores Bipolares de Porta Isolada

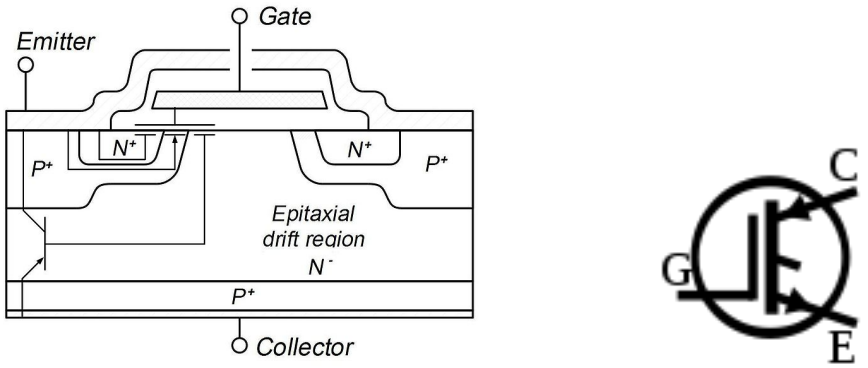
Os transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) foram desenvolvidos na década de 80, no século passado, para aliarem as vantagens dos MOSFETs e dos BJTs. Assim, foi desenvolvido um componente que do ponto de vista do acionamento é um MOSFET e do ponto de vista da parte de potência é um BJT.

Assim, neste capítulo será apresentada uma introdução a este componente, seguindo pelo estudo de suas principais caraterísticas, circuito de acionamento, estudo da comutação e perdas, além das características principais destes componentes.

4.1 Considerações Iniciais

O transistor bipolar de porta isolada (IGBT, do inglês *insulated-gate bipolar transistor*) é construído de modo similar ao MOSFET, como está mostrado na Figura 29. Seu símbolo também

está representado na Figura 29. Já na Figura 30 mostra-se o aspecto real de um módulo de IGBTs para corrente da ordem de 1200 A e tensão de 3300 V, ou seja, para altas potências. O IGBT, por ter a parte de potência idêntica ao BJT, poderá ou não ter diodo interno, ou seja, não possui naturalmente o diodo intrínseco, como o possui o MOSFET.



Aspecto interno do IGBT. Símbolo do IGBT.

Figura 29 – Construção interna do IGBT e seu símbolo.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

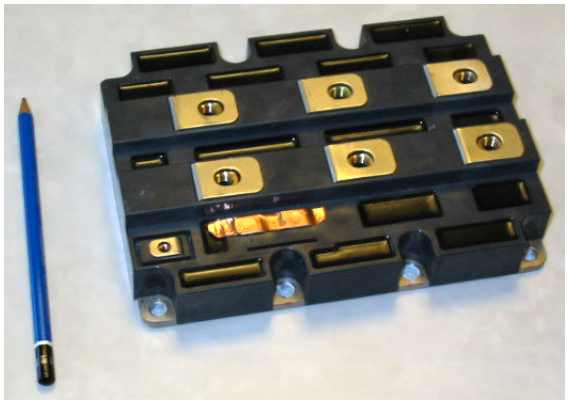


Figura 30 – Aspecto de um módulo de IGBTs para alta potência.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

O transistor bipolar de porta isolada é controlado pela tensão aplicada ao gatilho, de modo similar ao MOSFET. Por sua vez, a corrente de coletor dependerá desta tensão no gatilho e não da corrente de base, como ocorre no BJT. Assim, pode-se escrever:

$$I_C = k \cdot V_{GS}.$$

Note a diferença em relação ao BJT e MOSFET:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_D = k \cdot V_{GS}.$$

A curva típica de um IGBT canal N é mostrada na Figura 31, onde notam-se três regiões de operação:

- Região de corte – não identificada na figura, é a região com V_{GS} baixo, fazendo com que a corrente de coletor (I_C) seja praticamente nula;
- Região de saturação – quando V_{GS} tem valor acima de aproximadamente 4 V a corrente de coletor é constante, mesmo variando a tensão de coletor-emissor (V_{CE});
- Região linear ou ôhmica – nesta região ocorre uma variação linear entre a corrente de coletor (I_C) e a tensão entre coletor e emissor (V_{CE}).

A tensão V_{TH} é denominada de tensão de limiar (*threshold*) e representa o valor de tensão a partir do qual o transistor entra em condução. Tipicamente é da ordem de 4 V.

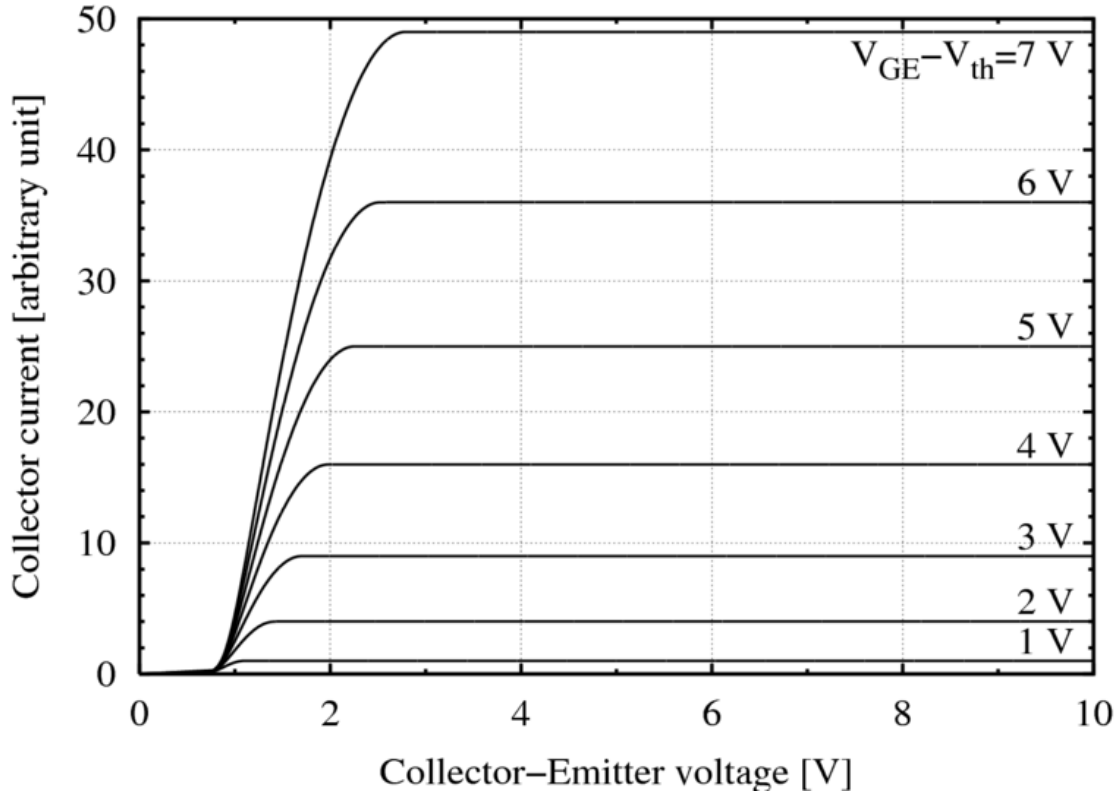


Figura 31 – Curvas I_C x V_{GS} de IGBTs.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

4.2 Acionamento do IGBT

Em termos de acionamento, o IGBT é similar ao MOSFET, ou seja, precisa-se carregar a sua capacitância de entrada, aplicando uma corrente pelo terminal de gatilho, saindo pelo terminal de emissor. Isso é feito aplicando uma tensão entre gatilho e emissor, com um resistor série para

limitar a corrente de carga da capacitância interna.

Pode-se entender melhor o funcionamento do IGBT como sendo um misto entre o MOSFET e o BJT observando a Figura 32. Note que em termos de acionamento se tem o equivalente a um MOSFET, já no lado da potência se tem um BJT.

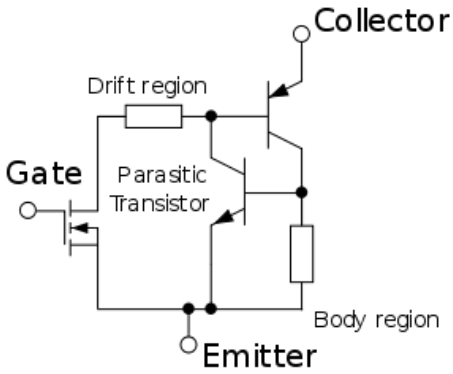


Figura 32 – Representação equivalente para o IGBT.

Fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor. Acesso em: 24/08/2013.

As formas de onda e circuito representando o acionamento do MOSFET valem para o IGBT, conforme foi discutido anteriormente. Assim também as considerações sobre a corrente de gatilho e os resistores que a limitam.

4.3 Comutação do IGBT

A comutação dos transistores bipolares de porta isolada é similar ao transistor bipolar de junção. Os tempos de entrada em condução e de bloqueio foram melhorados no IGBT permitindo que o mesmo opere com frequências de alguns quilo Hertz, mas não tão elevadas quando o MOSFET.

4.4 Perdas no IGBT

As perdas por condução podem ser determinadas pela expressão a seguir, considerando que o transistor está sendo utilizado em um circuito chaveado, ou seja, sendo ligado e desligado periodicamente, ficando ligado por um tempo t_{on} e chaveando com frequência de comutação (chaveamento) f.

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat} + i_B \cdot V_{BEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \ .$$

Onde:

- i_C – corrente de coletor;

- V_{CEsat} – tensão de coletor-emissor de saturação;
- i_B – corrente de base;
- V_{BEsat} – tensão base-emissor que leva o transistor à saturação;
- t_{on} – tempo pelo qual o transistor permanece ligado;
- f – frequência de operação.

Como a entrada do IGBT é idêntica ao MOSFET, então $i_B = 0$, resultando em:

$$P_{cond} = \left(i_C \cdot V_{CEsat}\right) \cdot t_{on} \cdot f \,.$$

Já as perdas por comutação podem ser determinadas por:

$$P_{com} = \frac{1}{2}\left(t_r + t_f\right) \cdot I \cdot E \cdot f \,.$$

Onde:

- t_r – tempo de subida da corrente de coletor;
- t_f – tempo de descida da corrente de coletor;
- I – corrente de coletor ao final da comutação;
- E – tensão entre coletor e emissor ao final da comutação;
- f – frequência de comutação.

Com relação às perdas no IGBT vale ressaltar que novamente se tem a dependência linear com a corrente, como era no BJT, sendo esta a característica desejada que levou a elaboração destes dispositivos para uso em altas potências.

4.5 Características Importantes de IGBTs

As principais características de um IGBT, para fins de projeto e escolha de modelo, são:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(on)}$;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CES};
- Corrente de coletor – I_C;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CM};
- Tensão máxima entre gatilho e emissor – V_{GE};
- Tensão de limiar entre gatilho e emissor – $V_{GE(th)}$;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$;
- Tempo de subida da corrente de dreno – t_r;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$;

- Tempo de descida da corrente de dreno – t_f;
- Capacitância de entrada – C_{ies}.

Como exemplo, estas características para um transistor modelo IRGP4266, serão:

- Tensão coletor-emissor de saturação – $V_{CE(on)}$ = 2,1 V;
- Tensão máxima entre coletor e emissor – V_{CES} = 650 V;
- Corrente de coletor – I_C = 90 A @ T_j = 100 ºC;
- Corrente de coletor de pico (pulsada) – I_{CM} = 300 A;
- Tensão máxima entre gatilho e emissor – V_{GE} = ±20 V;
- Tensão de limiar entre gatilho e emissor – $V_{GE(th)}$ = 7,7 V;
- Tempo para ligar – $t_{d(on)}$ = 95 ns;
- Tempo de subida da corrente de emissor – t_r = 105 ns;
- Tempo para desligar – $t_{d(off)}$ = 220 ns;
- Tempo de descida da corrente de emissor – t_f = 60 ns;
- Capacitância de entrada – C_{ies} = 4300 pF.

Note que os tempos de entrada em condução e bloqueio são bem menores do que nos BJTs, mas são consideravelmente maiores do que nos MOSFETs, limitando a máxima frequência de operação dos IGBTs a um pouco mais do que 100 kHz.

Nas Figura 34 e Figura 35 mostram-se as informações da folha de dados do transistor IRGP4266. Note que este transistor tem a designação de PbF, ou seja, livre de chumbo em sua fabricação. Uma curva importante que os fabricantes de IGBTs fornecem traz a relação entre a corrente de coletor suportada e a frequência de operação, como está mostrado na Figura 33.

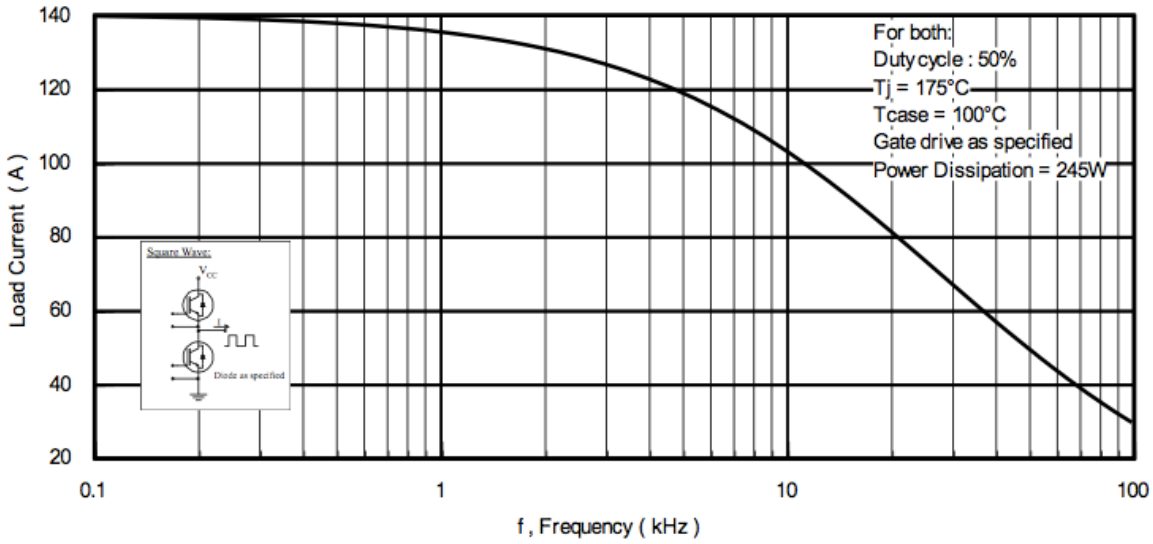


Figura 33 – Curva da corrente de emissor em função da frequência do IRGP4266.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

International
IOR Rectifier

IRGP4266PbF
IRGP4266-EPbF

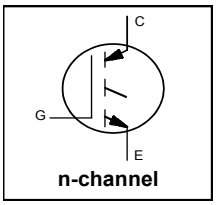
Insulated Gate Bipolar Transistor

V_{CES} = 650V

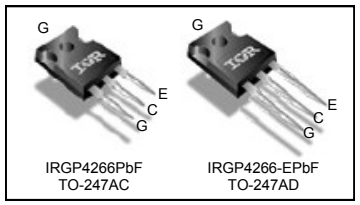
I_C = 90A, T_C =100°C

$t_{SC} \geq$ 5.5µs, $T_{J(max)}$ = 175°C

$V_{CE(ON)}$ typ. = 1.7V @ I_C = 75A



n-channel



IRGP4266PbF
TO-247AC

IRGP4266-EPbF
TO-247AD

G	C	E
Gate	Collector	Emitter

Applications
- Industrial Motor Drive
- Inverters
- UPS
- Welding

Features	→	Benefits
Low $V_{CE(ON)}$ and switching Losses		High efficiency in a wide range of applications and switching frequencies
Square RBSOA and Maximum Junction Temperature 175°C		Improved reliability due to rugged hard switching performance and higher power capability
Positive $V_{CE\ (ON)}$ Temperature Coefficient		Excellent current sharing in parallel operation
5.5µs short circuit SOA		Enables short circuit protection scheme
Lead-Free, RoHS compliant		Environmentally friendly

Base part number	Package Type	Standard Pack		Orderable Part Number
		Form	Quantity	
IRGP4266PbF	TO-247AC	Tube	25	IRGP4266PbF
IRGP4266-EPbF	TO-247AD	Tube	25	IRGP4266-EPbF

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	650	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	140	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	90	
I_{CM}	Pulse Collector Current, V_{GE}=20V	300	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current, V_{GE}=20V ①	300	
V_{GE}	Continuous Gate-to-Emitter Voltage	±20	V
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	450	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	230	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-40 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction-to-Case ②	—	—	0.33	°C/W
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink (flat, greased surface)	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (typical socket mount)	—	40	—	

 © 2012 International Rectifier

Figura 34 – Características elétricas do transistor IRGP4266.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	650	—	—	V	V_{GE} = 0V, I_C = 100µA ③
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	570	—	mV/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA (25°C-175°C)
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.7	2.1	V	I_C = 75A, V_{GE} = 15V, T_J = 25°C
		—	2.1	—		I_C = 75A, V_{GE} = 15V, T_J = 175°C
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	5.5	—	7.7	V	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 2.1mA
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta TJ$	Threshold Voltage temp. coefficient	—	-22	—	mV/°C	V_{CE}=V_{GE}, I_C = 2.1mA (25°C - 175°C)
gfe	Forward Transconductance	—	43	—	S	V_{CE} = 50V, I_C = 75A, PW = 20µs
I_{CES}	Collector-to-Emitter Leakage Current	—	1.0	25	µA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 650V
		—	1.1	—	mA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 650V, T_J = 175°C
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	±100	nA	V_{GE} = ±20V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.④	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	140	210	nC	I_C = 75A
Q_{ge}	Gate-to-Emitter Charge (turn-on)	—	40	60		V_{GE} = 15V
Q_{gc}	Gate-to-Collector Charge (turn-on)	—	60	90		V_{CC} = 400V
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	3.2	4.2	mJ	I_C = 75A, V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.7	2.6		R_G = 10Ω, L = 200µH, T_J = 25°C
E_{total}	Total Switching Loss	—	4.9	6.8		Energy losses include tail & diode
$t_{d(on)}$	Turn-On delay time	—	80	95	ns	reverse recovery ⑤⑥
t_r	Rise time	—	85	105		
$t_{d(off)}$	Turn-Off delay time	—	200	220		
t_f	Fall time	—	40	55		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	4.6	—	mJ	I_C = 75A, V_{CC} = 400V, V_{GE}=15V
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	2.4	—		R_G=10Ω, L=200µH,T_J = 175°C
E_{total}	Total Switching Loss	—	7.0	—		Energy losses include tail & diode
$t_{d(on)}$	Turn-On delay time	—	60	—	ns	reverse recovery ⑤⑥
t_r	Rise time	—	95	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off delay time	—	205	—		
t_f	Fall time	—	60	—		
C_{ies}	Input Capacitance	—	4300	—	pF	V_{GE} = 0V
C_{oes}	Output Capacitance	—	230	—		V_{CC} = 30V
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		f = 1.0Mhz
RBSOA	Reverse Bias Safe Operating Area	FULL SQUARE				T_J = 175°C, I_C = 300A V_{CC} = 520V, Vp ≤ 650V Rg = 50Ω, V_{GE} = +20V to 0V
SCSOA	Short Circuit Safe Operating Area	5.5	—	—	µs	T_J = 150°C,V_{CC} = 400V, Vp ≤600V Rg = 50Ω, V_{GE} = +15V to 0V

Notes:
① V_{CC} = 80% (V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 50µH, R_G = 50Ω.
② R_θ is measured at T_J of approximately 90°C.
③ Refer to AN-1086 for guidelines for measuring $V_{(BR)CES}$ safely.
④ Maximum limits are based on statistical sample size characterization.
⑤ Pulse width limited by max. junction temperature.
⑥ Values influenced by parasitic L and C in measurement.

 © 2012 International Rectifier

Figura 35 – Características elétricas do transistor IRGP4266 - Continuação.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp4266pbf.pdf. Acesso em: 24/08/2013.

Para especificar corretamente o IGBT a curva da Figura 33 deve ser consultada, pois nota-se na mesma que para frequências acima de 1 kHz a capacidade de corrente do componente é reduzida significativamente. Por exemplo, este IGBT (IRGP4266) suporta 140 A em 100 Hz, já em 10 kHz suporta em torno de 100 A e em 100 kHz apenas 30 A.

4.6 Testes de IGBTs

O teste de transistores bipolares de porta isolada é realizado de modo similar ao teste de BJTs e MOSFETs, lembrando que a entrada do IGBT é uma capacitância e o lado de potência possui coletor e emissor. Lembre que agora não há um diodo equivalente entre gatilho e emissor, pois não se tem a junção base-emissor como no BJT.

5 Encapsulamento de BJT, MOSFET e IGBT

Os transistores possuem uma variedade de encapsulamentos, desde pequenos em SMD até módulos de potência. Nas Figura 36 e Figura 37 mostram-se alguns exemplos de encapsulamentos mais comuns de transistores de potência.

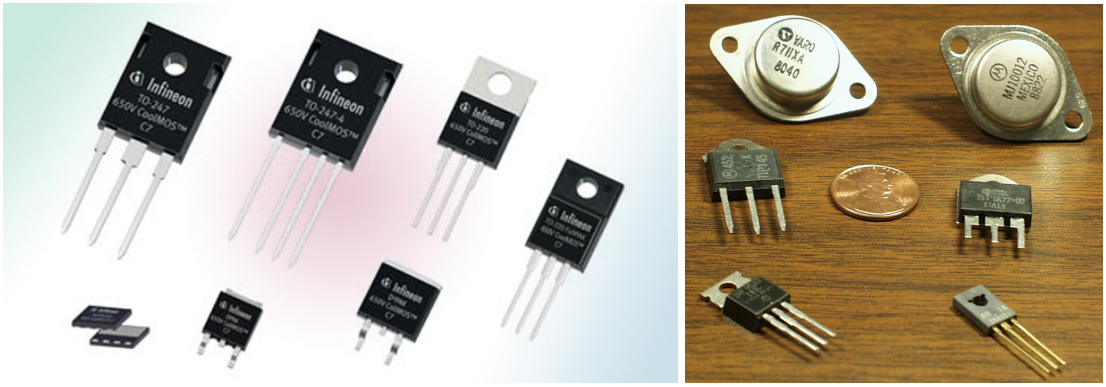


Figura 36 – Exemplos de encapsulamentos de transistores.

Fontes: http://www.infineon.com e http://www.xcvcorp.com. Acesso em: 24/08/2013.

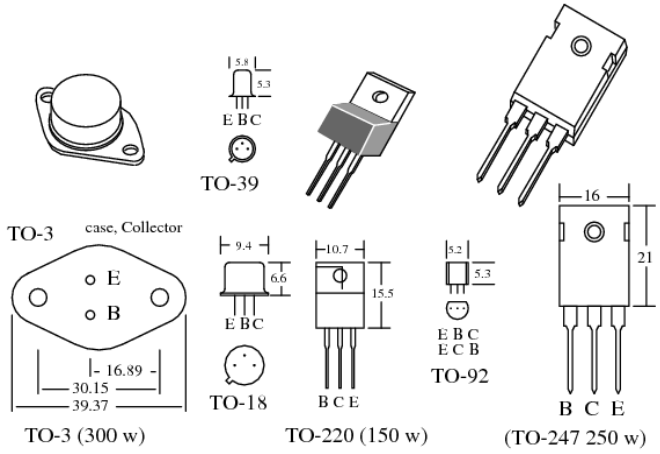


Figura 37 – Encapsulamentos típicos de transistores.

Fonte: http://www.allaboutcircuits.com. Acesso em: 24/08/2013.

6 Tecnologias Modernas para Transistores de Potência

A tecnologia mais recente em desenvolvimento de transistores de potência e que está disponível comercialmente emprega carbeto de silício (*silicon carbide*) na melhora das características dos transistores estudados neste capítulo, sejam BJTs, MOSFETs e IGBTs.

Assim, um exemplo de transistor MOSFET com *silicon carbide* (SiC) é mostrado na Figura 38, onde se apresentam também as características elétricas do diodo intrínseco de carbeto de silício, que corresponde a principal melhoria deste componente.

CREE

C2M0080120D

Silicon Carbide Power MOSFET
Z-FET™ MOSFET
N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	1200 V
$I_{D\ @\ 25°C}$	31.6 A
$R_{DS(on)}$	80 mΩ

Features

- High Speed Switching with Low Capacitances
- High Blocking Voltage with Low $R_{DS(on)}$
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Resistant to Latch-Up
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased System Switching Frequency

Applications

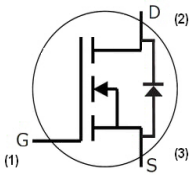
- Solar Inverters
- High Voltage DC/DC Converters
- Motor Drives
- Switch Mode Power Supplies
- UPS

Package

TO-247-3

Halogen-Free

RoHS COMPLIANT



Part Number	Package
C2M0080120D	TO-247-3

Maximum Ratings (T_C = 25 °C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
$I_{DS\ (DC)}$	Continuous Drain Current	31.6	A	V_{GS}@20 V, T_C = 25°C	Fig. 16
		20		V_{GS}@20 V, T_C = 100°C	
$I_{DS\ (pulse)}$	Pulsed Drain Current	80	A	Pulse width t_P = 50 µs duty limited by T_{jmax}, T_C = 25°C	
V_{GS}	Gate Source Voltage	-10/+25	V		
P_{tot}	Power Dissipation	208	W	T_C=25°C	Fig. 15
T_J , T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +150	°C		
T_L	Solder Temperature	260	°C	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_d	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	

Figura 38 – Características elétricas de um MOSFET de carbeto de silício.

Fonte: http://www.cree.com. Acesso em: 24/08/2013.

Electrical Characteristics (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	1200			V	V_{GS} = 0 V, I_D = 100 µA	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.7	2.2		V	V_{DS} = 10V, I_D = 1 mA	Fig. 8
			3.2			V_{DS} = 10V, I_D = 10 mA	
		1.2	1.7		V	V_{DS} = 10V, I_D = 1 mA, T_J = 150ºC	
			TBD			V_{DS} = 10V, I_D = 10 mA, T_J = 150ºC	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		1	100	µA	V_{DS} = 1200 V, V_{GS} = 0 V	
			10	250		V_{DS} = 1200 V, V_{GS} = 0 V T_J = 150ºC	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current			0.25	µA	V_{GS} = 20 V, V_{DS} = 0 V	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance		80	98	mΩ	V_{GS} = 20 V, I_D = 20 A	Fig. 6
			150	208		V_{GS} = 20 V, I_D = 20A, T_J = 150ºC	
g_{fs}	Transconductance		9.8		S	V_{DS}= 20 V, I_{DS}= 20 A	Fig. 4
			8.5			V_{DS}= 20 V, I_{DS}= 20 A, T_J = 150ºC	
C_{iss}	Input Capacitance		950		pF	V_{GS} = 0 V V_{DS} = 1000 V f = 1 MHz V_{AC} = 25 mV	Fig. 13, 14
C_{oss}	Output Capacitance		80				
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		6.5				
E_{oss}	C_{oss} Stored Energy		40		µJ		Fig. 12
$t_{d(on)v}$	Turn-On Delay Time		12.0		ns	V_{DD} = 800 V, V_{GS} = 0/20 V I_D = 20 A $R_{G(ext)}$ = 0 Ω, R_L = 40 Ω Timing relative to V_{DS}	Fig. 20
t_{fv}	Fall Time		18.4				
$t_{d(off)v}$	Turn-Off Delay Time		23.2				
t_{rv}	Rise Time		13.6				
R_G	Internal Gate Resistance		4.6		Ω	f = 1 MHz, V_{AC} = 25 mV	

Built-in SiC Body Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{SD}	Diode Forward Voltage	3.3		V	V_{GS} = -5 V, I_F=10 A, T_J = 25 ºC	
		3.1			V_{GS} = -2 V, I_F=10 A, T_J = 25 ºC	
t_{rr}	Reverse Recovery Time	40		ns	V_{GS} = -5 V, I_F=20 A, T_J = 25 ºC V_R = 800 V, di_F/dt = 350 A/µs	
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	165		nC		
I_{rrm}	Peak Reverse Recovery Current	6.4		A		

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance from Junction to Case	0.60	0.65	K/W		Fig. 17
$R_{\theta CS}$	Case to Sink, w/ Thermal Compound	TBD				
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance From Junction to Ambient		40			

Gate Charge Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
Q_{gs}	Gate to Source Charge	10.8		nC	V_{DS} = 800 V, V_{GS} = 0/20 V I_D =20 A Per JEDEC24 pg 27	Fig. 28
Q_{gd}	Gate to Drain Charge	18.0				
Q_g	Gate Charge Total	49.2				

Figura 39 – Características elétricas de um MOSFET de carbeto de silício - Continuação.

Fonte: http://www.cree.com. Acesso em: 24/08/2013.

Atente para as características do diodo intrínseco do MOSFET apresentado nas Figura 38 e Figura 39. Além disso, note os baixos tempos de comutação deste componente, o que permite sua operação em frequências altas, além dos 100 kHz.

Ademais, há outros fabricantes, como por exemplo a Infineon, Ixys, Mitsubishi, Fairchild, que também desenvolveram e comercializam transistores e diodos com carbeto de silício.

7 Comparativo dos Transistores de Potência

Um quadro comparativo, sintetizando as principais características, dos transistores de potência estudados neste capítulo é apresentado na Tabela 1. Neste quadro se compara a forma de acionamento do transistor (tipo de comando), sua potência e complexidade, onde conclui-se pela vantagem do MOSFET e IGBT em relação ao BJT, que tem acionamento por corrente.

Em termos de densidade de corrente, o IGBT é o componente que opera com valores mais elevados tanto de corrente como de tensão. O MOSFET pode operar com altas correntes, mas tensões baixas, enquanto o BJT opera com correntes e tensões com valores abaixo do IGBT. Por sua vez, as perdas de comutação no MOSFET são as menores, em relação aos outros dois.

A escolha do componente sempre é uma tarefa crítica, como mostra a Figura 40, pois em algumas regiões de operação as diversas tecnologias podem ser interessantes. Nestes casos precisa-se fazer uma análise detalhada para se verificar qual tecnologia de componente terá vantagens técnicas e econômicas sobre as demais.

Tabela 1 - Quadro resumo das características dos transistores de potência.

	MOSFET	IGBT	BJT
Tipo de comando	Tensão	Tensão	Corrente
Potência do comando	Mínima	Mínima	Grande
Complexidade do comando	Simples	Simples	Média
Densidade de corrente	Elevada em baixas tensões e Baixa em altas tensões	Muito elevada	Média
Perdas de comutação	Muito baixa	Baixa para Média	Média para Alta

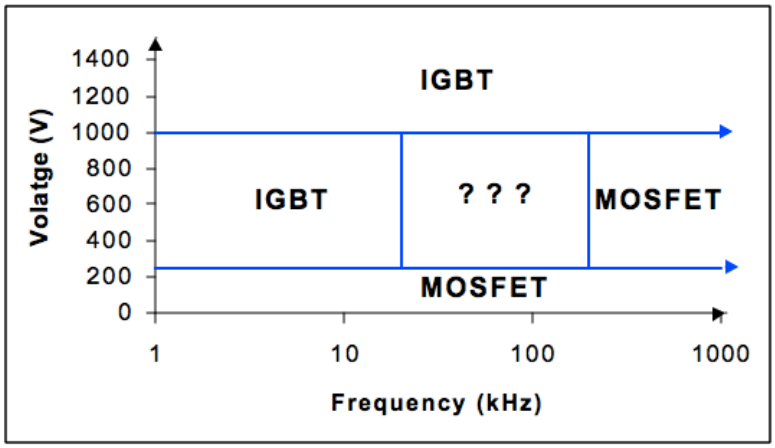


Figura 40 – Regiões de operação do MOSFET e IGBT.

Fonte: http://www.irf.com. Acesso em: 24/08/2013.

8 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Seja o circuito da Figura 41, considerando que a tensão da fonte é de 12 V, o resistor de 100 Ω e os transistores sejam, respectivamente, TIP31, IRF640 e IRG4PC40U, e que os mesmos estejam conduzindo, determine:

- A corrente do circuito;
- As perdas de condução no transistor;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito, considerando R_1 a carga do circuito.

Inicialmente, considerando o BJT TIP31, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$V_{CE(sat)} = 1,2V$.

A tensão sobre o resistor série será:

$V_{R1} = V_i - V_{CE(sat)} = 12 - 1,2 = 10,8V$.

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{10,8}{100} = 108mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$P_{T1} = V_{CE(sat)} \cdot I_C = V_{CE(sat)} \cdot I_{R1} = 1,2 \cdot 108m = 129,6mW$;

$P_{R1} = V_{R1} \cdot R_1 = 10,8 \cdot 108m = 1.166,4mW$;

$P_i = P_{R1} + P_{T1} = 1.166,4m + 129,6m = 1.296mW$.

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{1.166,4m}{1.296m} = 0,9 \text{ ou } 90\%.$$

Agora, considerando o MOSFET IRF640, pela folha de dados tem-se que sua resistência

quando ligado é:

$$R_{DS(on)} = 0{,}18\Omega .$$

A resistência total do circuito será:

$$R_{total} = R_1 + R_{DS(on)} = 100 + 0{,}18 = 100{,}18\Omega .$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I = \frac{V_i}{R_{total}} = \frac{12}{100{,}18} = 119{,}78\,mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{M1} = R_{DS(on)} \cdot {I_D}^2 = R_{DS(on)} \cdot I^2 = 0{,}18 \cdot 119{,}78m^2 = 2{,}582\,mW ;$$

$$P_{R1} = R_1 \cdot {I_{R1}}^2 = R_1 \cdot I^2 = 100 \cdot 119{,}78m^2 = 1.434{,}7\,mW ;$$

$$P_i = P_{R1} + P_{M1} = 1.434{,}7m + 2{,}582m = 1.437{,}28\,mW .$$

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{1.434{,}7m}{1.437{,}28m} = 0{,}998 \text{ ou } 99{,}8\%.$$

Finalmente, considerando o IGBT IRG4PC40U, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$$V_{CE(on)} = 2{,}1V .$$

A tensão sobre o resistor série será:

$$V_{R1} = V_i - V_{CE(on)} = 12 - 2{,}1 = 9{,}9V .$$

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{9{,}9}{100} = 99\,mA .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$$P_{T1} = V_{CE(on)} \cdot I_C = V_{CE(on)} \cdot I_{R1} = 2{,}1 \cdot 99m = 207{,}9\,mW ;$$

$$P_{R1} = V_{R1} \cdot I_{R1} = 9{,}9 \cdot 99m = 980{,}1\,mW ;$$

$P_i = P_{R1} + P_{T1} = 980{,}1m + 207{,}9m = 1.188\,mW$.

Finalmente, o rendimento do circuito operando com BJT será:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_i} = \frac{980{,}1m}{1.188m} = 0{,}825 \text{ ou } 82{,}5\%.$$

Observe que comparando os três rendimentos obtidos, o MOSFET obteve o melhor desempenho, seguido do BJT e por último o IGBT. Há de notar que os componentes escolhidos foram aleatoriamente especificados, ou seja, não são as melhores indicações para o uso em questão. Por isso o IGBT, que é para corrente e tensão elevada, está sendo usado em circuito de baixa tensão e corrente, apenas a título de exemplo.

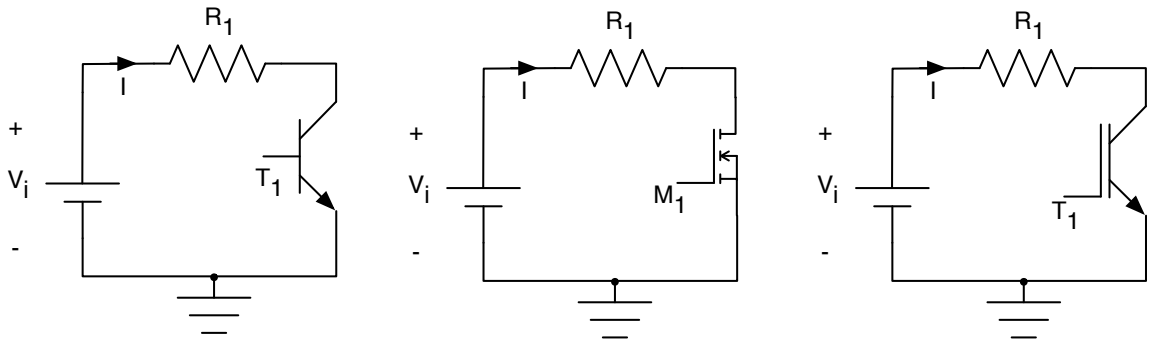


Figura 41 – Circuitos para exercício resolvido 01.

ER 02) Seja o circuito da Figura 42, considerando que a tensão da fonte é de 15 V. Determine os resistores R_1 e R_2 para que o transistor modelo IRG7S313UPBF opere corretamente. A seguir, considerando R_C com 5 Ω, determine:

- A corrente do circuito;
- As perdas de condução no transistor;
- A perda no resistor R_C;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito, considerando R_C a carga do circuito;
- Se a frequência de operação do conversor fosse de 20 kHz, o IGBT suportaria a corrente do circuito?

O resistor R_2 pode ser especificado como sendo de 10 kΩ. Já o resistor R_1 deve ser calculado, especificando uma corrente de pico de gatilho, por exemplo 1 A, assim:

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{I_{Gpk}} = \frac{15}{1} = 15\Omega \text{ com potência de 1/8 W.}$$

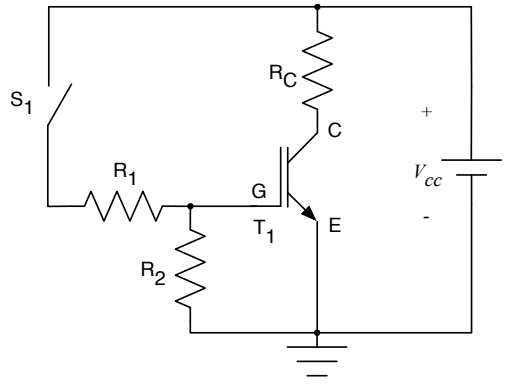


Figura 42 – Circuito para exercício resolvido 02.

Agora, considerando o IGBT IRG7S313UPbF, deve-se identificar na folha de dados sua queda de tensão direta, que é:

$V_{CE(on)} = 1,45V$.

A tensão sobre o resistor série será:

$V_{RC} = V_i - V_{CE(on)} = 15 - 1,45 = 13,55V$.

Portanto, a corrente do circuito será:

$$I_{RC} = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{13,55}{5} = 2,71A .$$

Assim, a potência nos diversos elementos será:

$P_{T1} = V_{CE(on)} \cdot I_C = V_{CE(on)} \cdot I_{RC} = 1,45 \cdot 2,71 = 3,93W$;

$P_{RC} = V_{RC} \cdot I_{RC} = 13,55 \cdot 2,71 = 36,72W$;

$P_i = P_{RC} + P_{T1} = 36,72 + 3,93 = 40,65W$.

Finalmente, o rendimento do circuito será:

$$\eta = \frac{P_{RC}}{P_i} = \frac{36,72}{40,65} = 0,9 \text{ ou } 90\%.$$

A corrente do circuito calculada foi de 2,71 A. Na folha de dados do componente não se localiza a curva da corrente em função da frequência, portanto não se consegue concluir se o componente suportaria esta corrente sem ser danificado. De todo modo, o fabricante informa que esta família de IGBTs é *ultrafast* e de 8 a 30 kHz.

Exercícios Propostos

EP 01) Sejam os circuitos da Figura 43, considerando que a tensão da fonte é de 15 V. O resistor R_1 tem resistência de 10 Ω. Os transistores são, respectivamente: TIP41, IRF740 e IRG4BC20W. Com base nas informações da folha de dados do fabricante, determine:

- A corrente do circuito;
- A potência dissipada pelo diodo;
- A perda no resistor R_1;
- A potência fornecida pela fonte;
- O rendimento do circuito.

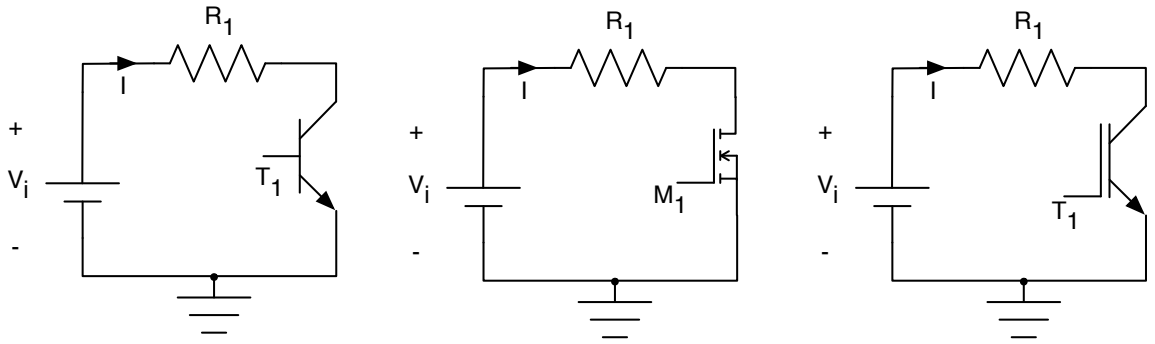


Figura 43 – Circuito para exercício proposto 01.

EP 02) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, do ponto de vista do acionamento dos mesmos.

EP 03) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, considerando suas perdas por condução.

EP 04) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, considerando suas perdas por comutação.

EP 05) Compare os transistores BJT, MOSFET e IGBT, em termos de densidade de potência.

EP 06) Determine a partir de sítios de fabricantes, qual a maior tensão de trabalho de BJTs de potência.

EP 07) Repita o exercício EP 06 para MOSFETs e IGBTs.

EP 08) Refaça os exercícios EP 06 e EP 07 considerando corrente de trabalho.

EP 09) O que é um encapsulamento do tipo módulo?

EP 10) Qual dos transistores estudados pode operar em frequências mais altas?

EP 11) O que são MOSFETs *silicon carbide*?

EP 12) O que é a tensão de limiar de um MOSFET?

EP 13) Como se identifica que um transistor de potência está em curto-circuito?

EP 14) Considerando a folha de dados do IGBT IRG4BC20W mostrada na Figura 44, determine:

- A corrente do IGBT em corrente contínua;
- A corrente do transistor para frequência de operação de 40 kHz;
- A tensão entre coletor-emissor para uma corrente de 20 A @ T_j = 150 ºC;
- A corrente de coletor para uma tensão coletor-emissor de 5 V @ T_j = 150 ºC;
- A corrente de coletor para uma tensão entre gatilho e emissor de 10 V;
- A corrente de coletor para uma tensão entre gatilho e emissor de 5 V.

International
IOR Rectifier

IRG4BC20W-SPbF

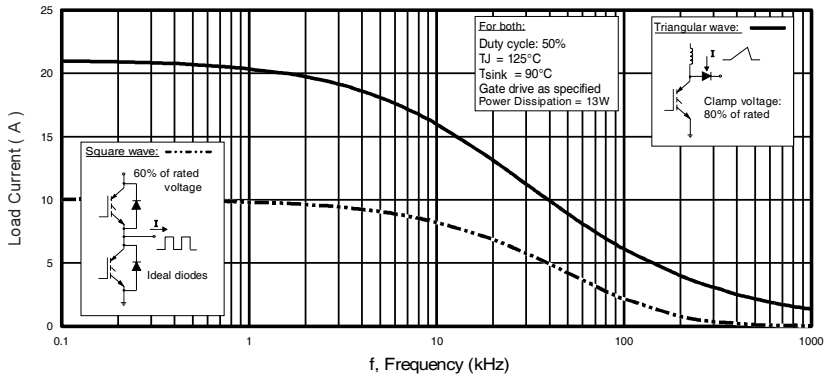


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

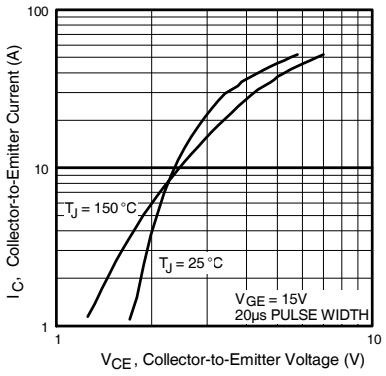


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

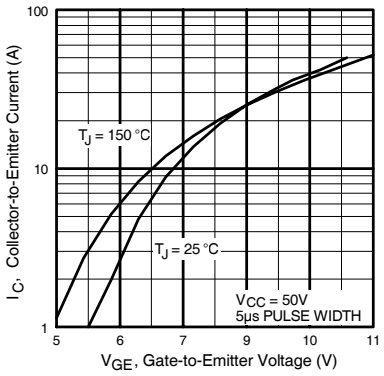


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

www.irf.com 3

Figura 44 – Folha de dados do IGBT IRG4BC20W.

Fonte: http://www.irf.com. Acesso em: 24/08/2013.

EP 15) Cite 3 encapsulamentos típicos de transistores de potência.

EP 16) Comente sobre os tempos de entrada em condução e de bloqueio dos transistores: BJT, MOSFET e IGBT.

9 Laboratório

9.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre semicondutores de potência (BJT, MOSFET e IGBT).

Em síntese, objetiva-se:

- Testar semicondutores de potência;
- Implementar circuitos com transistores de potência;
- Entender o funcionamento de transistores de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

9.2 MOSFETs de Potência

Obtenha na internet a folha de dados do MOSFET IRF 540.

A seguir, verifique se o MOSFET está em boas condições, utilizando o multímetro.

Em continuação, implemente o circuito mostrado na Figura 45, objetivando verificar o disparo e bloqueio do MOSFET.

Os elementos do circuito da Figura 45 são:

- V_i = 15 V;
- R_1 = 680 Ω;
- R_2 = 1 kΩ;
- R_3 = 33 Ω;
- D_1 = LED comum;
- M_1 = IRF 540.

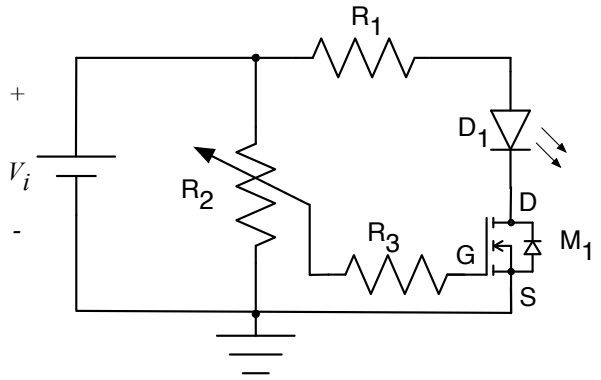


Figura 45 – Circuito para teste do MOSFET.

Ajustando o resistor R_2, verifique a operação do MOSFET na região de corte, ôhmica e saturação.

Levante a curva da corrente de dreno (I_D) em função da tensão entre gatilho e fonte (V_{GS}) do MOSFET, anotando os valores na Tabela 2.

Trace a curva da corrente de dreno em função da tensão entre gatilho e fonte conforme a Figura 46.

Tabela 2 – Valores da corrente de dreno e tensão entre gatilho e fonte.

V_{GS} [V]	V_{DS} [V]	Corrente de dreno [mA]	Resistência calculada entre dreno e fonte [Ω]
0,0			
2,5			
2,6			
2,7			
2,8			
2,9			
3,0			
5,0			
10,0			
15,0			

Qual a tensão de limiar do MOSFET?

O que pode ser concluído com relação à resistência do MOSFET entre dreno e fonte?

Determine a perda de condução do MOSFET.

Determine o atraso para entrada em condução do MOSFET.

Determine o atraso de bloqueio do MOSFET.

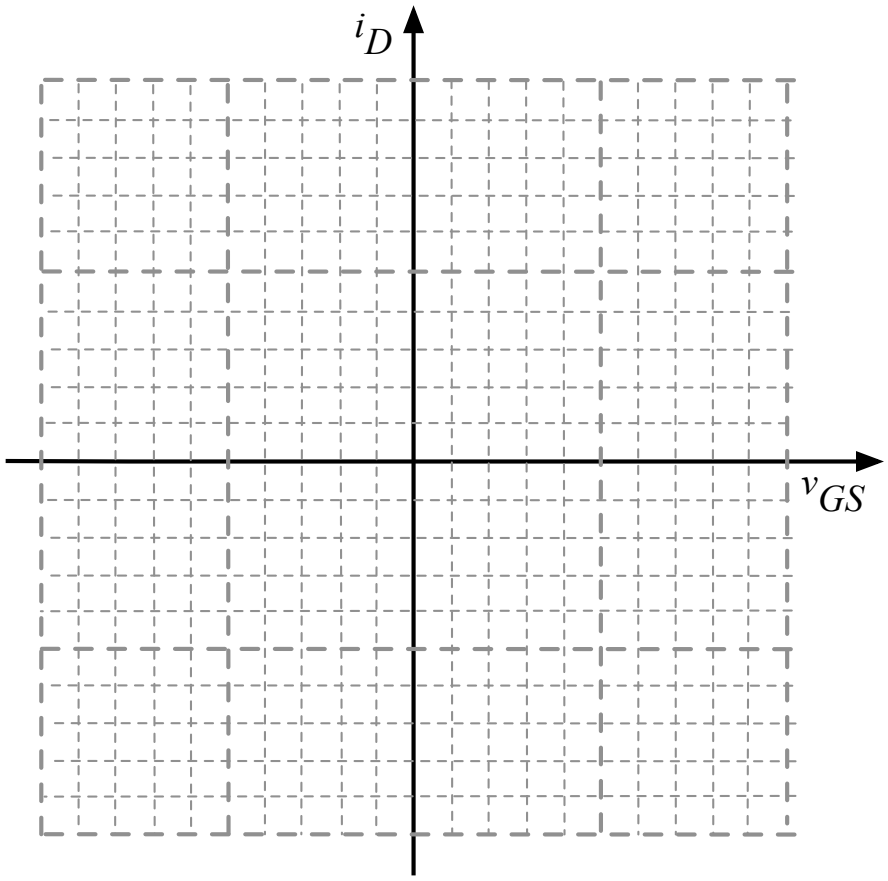


Figura 46 – Curva característica do MOSFET de potência.

9.3 Recuperação Reversa de Diodos de Potência

Este circuito será demonstrado pelo professor, não é necessária sua montagem em aula.

Implemente o circuito mostrado na Figura 47, que tem a finalidade de mostrar a recuperação reversa em diodos de potência. Verifique com o professor a demonstração do circuito.

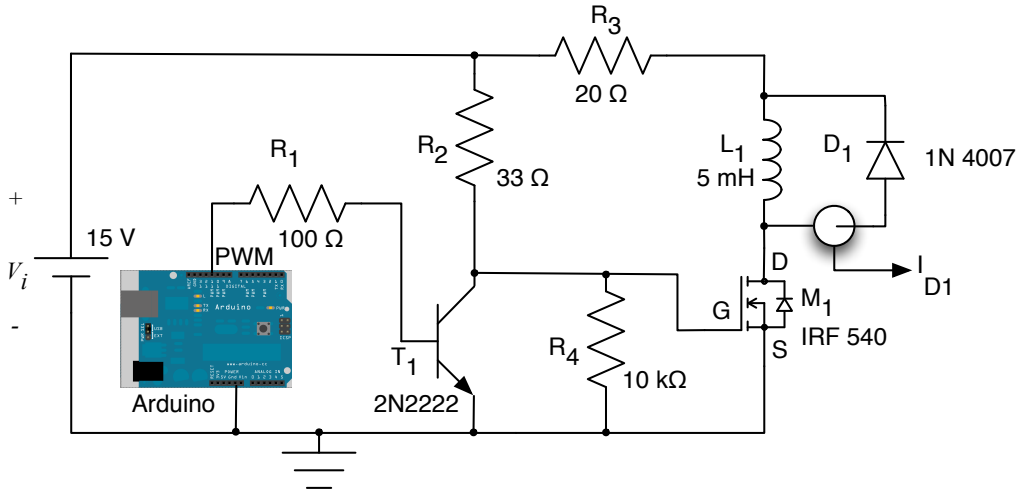


Figura 47 – Circuito para verificar a recuperação reversa de diodos.

10 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] BOYLESTAD, R. L. e NASHELSKY, L. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos. 8ª ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 2004.

4

Capítulo

Especificação de Semicondutores e Cálculo Térmico

Meta deste capítulo

Introduzir o cálculo térmico e a especificação de semicondutores de potência.

objetivos

- Dimensionar semicondutores de potência;
- Realizar a especificação e escolha de semicondutores;
- Estudar cálculo térmico para semicondutores;
- Identificar os principais fabricantes de semicondutores.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes aos Semicondutores de Potência.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os principais componentes semicondutores empregados em eletrônica de potência. Para que estes componentes operem corretamente, muitas vezes precisa-se montar os mesmos em dissipadores de calor. O projeto e escolha do dissipador adequado é uma tarefa muito importante ao profissional da eletrônica, em específico aquele ligado à eletrônica de potência.

Além disso, o dimensionamento e escolha do componente adequado para cada aplicação é uma tarefa muitas vezes onerosa e que pode ter grandes implicações no custo do produto, além de interferir diretamente nos aspectos técnicos do projeto.

As consequências de um projeto incorreto ou escolha infeliz de componentes pode ser observada na Figura 1. Daí sua importância para o profissional da área de eletrônica.

Assim, este capítulo visa instrumentalizar o aluno para realizar o cálculo térmico e fazer a escolha do dissipador adequado, para cada semicondutor especificado segundo critérios técnicos e econômicos.

É importante ressaltar desde já que a escolha de componentes eletrônicos para serem empregados nos mais diversos circuitos envolve muitos aspectos, dentre eles: técnicos, econômicos, de disponibilidade no mercado, mecânicos, etc. Portanto, dominar estes diversos aspectos para se realizar uma escolha adequada exige tempo e experiência, que o profissional irá obter ao longo dos anos, após diversos projetos e acúmulo de conhecimentos.

Figura 1 – Placa de um circuito eletrônico danificada.

Fonte: http://pt.dreamstime.com. Acesso em: 27/08/2013.

2 Dimensionamento e Especificação de Semicondutores

Dimensionamento e especificação são atividades distintas. Dimensionar significa determinar todas as grandezes necessárias referentes ao componente em estudo, enquanto especificar significa enumerar uma lista de características (especificações) desejadas para em seguida se fazer a escolha do componente propriamente dito.

Em outras palavras, o desenvolvimento de um projeto segue as etapas básicas, que são:

1. Proposição de um circuito para realizar as funções desejadas;
2. Realizar estudos por simulação, empregando componentes ideais;
3. Projetar o circuito;
4. Realizar estudos por simulação, empregando modelos de componentes reais;
5. Levantar as variáveis importantes para escolha dos componentes;
6. Especificar (escolher) os componentes;
7. Realizar novas simulações, com os componentes escolhidos;
8. Adquirir os componentes;
9. Desenhar a placa de circuito impresso;
10. Montar os circuitos;
11. Realizar os testes de laboratório;
12. Implementar melhorias e ajustes necessários;
13. Documentar o projeto.

Assim, nota-se que a fase de escolha de componentes ocorre após se ter certeza, por meio de simulação, que o circuito proposto funciona adequadamente na realização da tarefa para a qual está sendo projetado. Note que após o projeto (cálculos) do circuito, já se tem ideia de que componentes podem atender aos requisitos da aplicação.

A seguir serão realizados três dimensionamentos e especificações de semicondutores de potência fictícios, uma para diodos, outra para transistores bipolares de junção e finalmente uma para transistores de efeito de campo.

2.1 Dimensionamento e Especificação de Diodos

O circuito da Figura 2 emprega um diodo com a finalidade de impedir a circulação de corrente da bateria para o conversor cc-cc. Considere que:

- Tensão da bateria – $V_{bat} = 24$ V;
- Corrente da bateria – $I_{bat} = 50$ A;

- Bateria de chumbo-ácido;
- Tecnologia do conversor cc-cc – chaveado com filtro de saída.

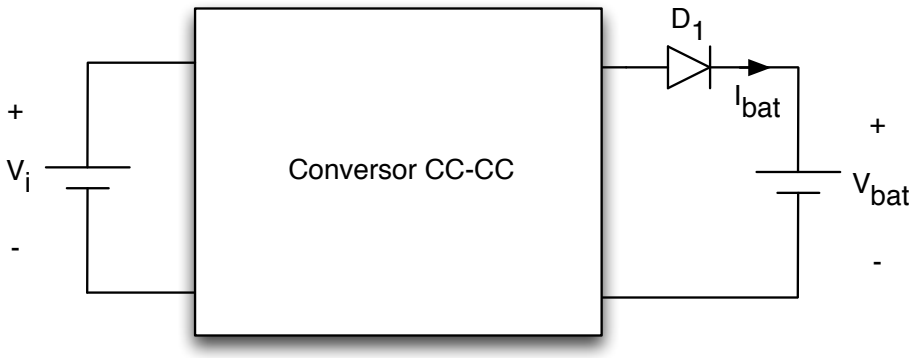


Figura 2 – Circuito empregando diodos.

Este circuito opera em corrente contínua, ou seja, a corrente na bateria, que é a corrente que o diodo irá conduzir, é filtrada, visto se afirmar que o conversor é chaveado, mas apresenta filtro de saída. Assim, o diodo poderá ser de recuperação padrão.

A tensão de operação do circuito é da ordem de 24 V e a corrente nominal da bateria é de 50 A. No entanto, para baterias de chumbo-ácido, a corrente de carga é tipicamente limitada a 20% da capacidade nominal da bateria, ficando então em 10 A. Assim, o diodo não precisa ser escolhido para 50 A, mas sim para 10 A.

A partir das informações acima, pode se listar as seguintes características para o diodo:

- Recuperação padrão;
- Tensão reversa – $V_{RRM} > 24$ V;
- Corrente direta – $I_F > 10$ A.

É sempre interessante se deixar uma boa margem de folga, algo em torno de 20% ou mais. Então:

- Tensão reversa – $V_{RRM} > 24 \cdot 1{,}2 \simeq 30V$;
- Corrente direta – $I_F > 10 \cdot 1{,}2 = 12\,A$.

A partir destas informações pode-se consultar o sítio de algum fabricante, visando escolher um modelo de diodo que atenda as especificações listadas. Consultando fabricantes como On Semiconductor (http://www.onsemi.com) ou Fairchild Semiconductor (http://www.fairchildsemi.com) pode-se escolher um modelo que atenda as especificações acima.

Por outro lado, é mais interessante consultar algum sítio de venda de semicondutores, pois aí pode-se consultar mais fabricantes e escolher inclusive levando em conta o preço do componente. Um revendedor no Brasil bastante conhecido é a Farnell

(http://www.farnellnewark.com.br). Digitando "diodo 15 A" no campo de procura, aparecem diversos diodos na lista de resultados, dentre eles o 1N4148 que é para 150 mA. Já em um vendedor internacional, como a Mouser (http://br.mouser.com) por exemplo, o mecanismo de busca é mais interessante, permitindo selecionar faixas, modelos, características, fabricantes, dentre outros parâmetros desejados na busca.

Assim, utilizando este endereço para localizar o componente desejado, escolheu-se o modelo FEPB16ATHE3/81 de 16 A e 50 V da Vishay Semiconductors. Nesta faixa de corrente (>12 A) não foi possível escolher um diodo de recuperação padrão, sendo escolhido um de recuperação rápida. As informações do componente escolhido estão mostradas nas Figura 3 e Figura 4. É importante notar que este diodo é para 8 A, tendo dois elementos no mesmo encapsulamento, o que levaria a uma conexão em paralelo para a necessidade deste exemplo.

FEP(F,B)16AT thru FEP(F,B)16JT

Vishay General Semiconductor

VISHAY

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25 °C unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		SYMBOL	FEP 16AT	FEP 16BT	FEP 16CT	FEP 16DT	FEP 16FT	FEP 16GT	FEP 16HT	FEP 16JT	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage per diode (1)	8.0 A		V_F	0.95				1.30		1.50		V
Maximum DC reverse current per diode at rated DC blocking voltage		T_C = 25 °C T_C = 100 °C	I_R	10 500								µA
Maximum reverse recovery time per diode	I_F = 0.5 A, I_R = 1.0 A, I_{rr} = 0.25 A		t_{rr}	35				50				ns
Typical junction capacitance per diode	4.0 V, 1 MHz		C_J	85						60		pF

Note:

(1) Pulse test: 300 µs pulse width, 1 % duty cycle

THERMAL CHARACTERISTICS (T_C = 25 °C unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	FEP	FEPF	FEPB	UNIT
Typical thermal resistance from junction to case per diode	$R_{\theta JC}$	2.2	3.1	2.2	°C/W

ORDERING INFORMATION (Example)

PACKAGE	PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
TO-220AB	FEP16JT-E3/45	1.85	45	50/tube	Tube
ITO-220AB	FEPF16JT-E3/45	1.97	45	50/tube	Tube
TO-263AB	FEPB16JT-E3/45	1.35	45	50/tube	Tube
TO-263AB	FEPB16JT-E3/81	1.35	81	800/reel	Tape and reel
TO-220AB	FEP16JTHE3/45 (1)	1.85	45	50/tube	Tube
ITO-220AB	FEPF16JTHE3/45 (1)	1.97	45	50/tube	Tube
TO-263AB	FEPB16JTHE3/45 (1)	1.35	45	50/tube	Tube
TO-263AB	FEPB16JTHE3/81 (1)	1.35	81	800/reel	Tape and reel

Figura 3 – Características elétricas do diodo FEPB16ATHE3/81.

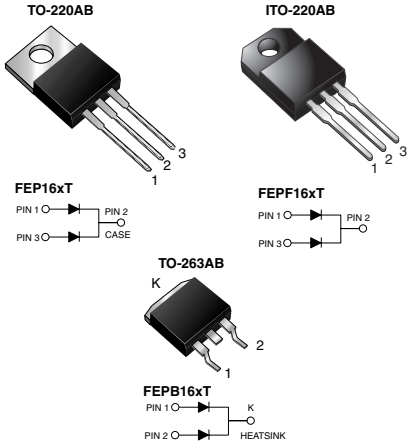
Fonte: http://www.mouser.com/ds/2/427/88596-98063.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

VISHAY

FEP(F,B)16AT thru FEP(F,B)16JT

Vishay General Semiconductor

Dual Common-Cathode Ultrafast Plastic Rectifier



FEATURES

- Glass passivated chip junction
- Ultrafast recovery time
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- AEC Q101 qualified
- Meets MSL level 1, per J-STD-020, LF maximum peak of 245 °C (for TO-263AB package)
- Solder dip 260 °C, 40 s (for TO-220AB and ITO-220AB package)
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC

RoHS COMPLIANT

TYPICAL APPLICATIONS

For use in high frequency rectifier of switching mode power supplies, inverters, freewheeling diodes, dc-to-dc converters, and other power switching application.

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	8.0 A x 2
V_{RRM}	50 V to 600 V
I_{FSM}	200 A, 125 A
t_{rr}	35 ns, 50 ns
V_F	0.95 V, 1.30 V, 1.50 V
T_J max.	150 °C

MECHANICAL DATA

Case: TO-220AB, ITO-220AB, TO-263AB

Epoxy meets UL 94V-0 flammability rating

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102

E3 suffix for consumer grade, meets JESD 201 class 1A whisker test, HE3 suffix for high reliability grade (AEC Q101 qualified), meets JESD 201 class 2 whisker test

Polarity: As marked

Mounting Torque: 10 in-lbs maximum

MAXIMUM RATINGS (T_C = 25 °C unless otherwise noted)										
PARAMETER	**SYMBOL**	**FEP 16AT**	**FEP 16BT**	**FEP 16CT**	**FEP 16DT**	**FEP 16FT**	**FEP 16GT**	**FEP 16HT**	**FEP 16JT**	**UNIT**
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	150	200	300	400	500	600	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	105	140	210	280	350	420	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	150	200	300	400	500	600	V
Maximum average forward rectified current at T_C = 100 °C	$I_{F(AV)}$	16								A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load per diode	I_{FSM}	200				125				A
Operating storage and temperature range	T_J, T_{STG}	- 55 to +150								°C
Isolation voltage (ITO-220AB only) from terminal to heatsink t = 1 min	V_{AC}	1500								V

Figura 4 – Características elétricas do diodo FEPB16ATHE3/81 - Continuação.

Fonte: http://www.mouser.com/ds/2/427/88596-98063.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

2.2 Dimensionamento e Especificação de BJT

O circuito da Figura 5 emprega um transistor bipolar de junção sendo utilizado para o acioamento de um motor de corrente contínua. Considere que:

- Tensão de entrada – V_i = 12 V;
- Tensão nominal do motor – V_M = 12 V;
- Potência do motor – P_M = 48 W;

- Acionamento do motor por tensão contínua (transistor opera na região linear);
- Transistor acionado por microcontrolador.

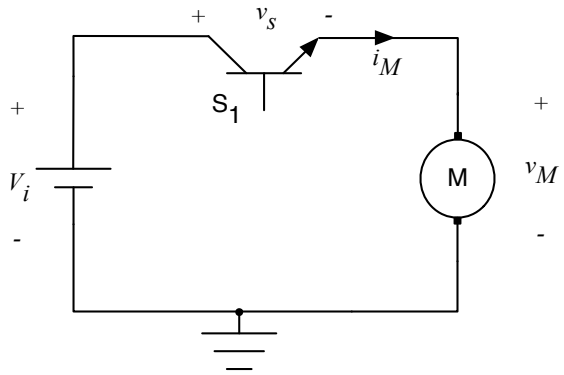


Figura 5 – Circuito empregando transistor bipolar de junção.

Conforme foi explicitado acima, o transistor opera na região linear, onde pela sua corrente de base varia-se a corrente de coletor e consequentemente a velocidade do motor.

A corrente nominal do motor pode ser determinada por:

$$I_M = \frac{P_M}{V_M} = \frac{48}{12} = 4\,A.$$

O transistor terá que suportar a tensão de entrada, pois se o mesmo estiver no corte, sua tensão entre coletor e emissor será igual a V_i.

Assim, as principais características do transistor devem ser:

- Tensão entre coletor e emissor – $V_{CE} > 12$ V;
- Corrente de coletor – $I_C > 4$ A.

Considerando a folga de 20%:

- Tensão entre coletor e emissor – $V_{CE} > 1{,}2 \cdot 12 \simeq 15V$;
- Corrente de coletor – $I_C > 1{,}2 \cdot 4 \simeq 5\,A$.

Como se pretende acionar o transistor por meio de um microcontrolador e sabe-se que este tem baixa capacidade de corrente nos seus terminais, então pode-se buscar um transistor com alto ganho (*Darlington*). Na falta deste componente, seria necessário implementar um circuito de um amplificador de corrente para ser conectado entre o microcontrolador e o transistor de potência (S_1).

Consultando novamente o sítio de um vendedor internacional de semicondutores, selecionou-se o transistor 2N6387 da On Semiconductor. Este transistor NPN e para 10 A e 60 V.

Note que sendo um transistor do tipo *Darlington* (alto ganho), a corrente de base será em torno de 4 mA, o que poderá ser fornecido pelo microcontrolador. Neste cálculo usou-se o ganho mínimo fornecido pelo fabricante, que é o pior caso.

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{4}{1000} = 4\,mA\,.$$

Observe ainda na folha de dados, que a tensão entre coletor e emissor quando o transistor estiver saturado é de 2 V, consideravelmente alta, visto tratar-se de um transistor de potência.

2N6387, 2N6388

Plastic Medium-Power Silicon Transistors

These devices are designed for general−purpose amplifier and low−speed switching applications.

Features

- High DC Current Gain − h_{FE} = 2500 (Typ) @ I_C = 4.0 Adc
- Collector−Emitter Sustaining Voltage − @ 100 mAdc
  $V_{CEO(sus)}$ = 60 Vdc (Min) − 2N6387
  = 80 Vdc (Min) − 2N6388
- Low Collector−Emitter Saturation Voltage −
  $V_{CE(sat)}$ = 2.0 Vdc (Max) @ I_C
  = 5.0 Adc − 2N6387, 2N6388
- Monolithic Construction with Built−In Base−Emitter Shunt Resistors
- TO−220AB Compact Package
- Pb−Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating		Symbol	Value	Unit
Collector−Emitter Voltage	2N6387 2N6388	V_{CEO}	60 80	Vdc
Collector−Base Voltage	2N6387 2N6388	V_{CB}	60 80	Vdc
Emitter−Base Voltage		V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current − Continuous − Peak		I_C	10 15	Adc
Base Current		I_B	250	mAdc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C		P_D	65 0.52	W W/°C
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C		P_D	2.0 0.016	W W/°C
Operating and Storage Junction, Temperature Range		T_J, T_{stg}	−65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction−to−Case	$R_{\theta JC}$	1.92	°C/W
Thermal Resistance, Junction−to−Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W

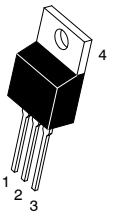
Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.
1. Indicates JEDEC Registered Data.

ON Semiconductor®

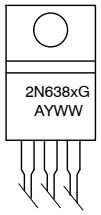
http://onsemi.com

DARLINGTON NPN SILICON POWER TRANSISTORS 8 AND 10 AMPERES 65 WATTS, 60 − 80 VOLTS

MARKING DIAGRAM



TO−220AB CASE 221A STYLE 1



2N638x = Device Code
x = 7 or 8
G = Pb−Free Package
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
2N6387	TO−220AB	50 Units / Rail
2N6387G	TO−220AB (Pb−Free)	50 Units / Rail
2N6388	TO−220AB	50 Units / Rail
2N6388G	TO−220AB (Pb−Free)	50 Units / Rail

Figura 6 – Características elétricas do transistor 2N6387.

Fonte: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/2N6667-D.PDF. Acesso em: 27/08/2013.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted) (Note 2)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Sustaining Voltage (Note 3) (I_C = 200 mAdc, I_B = 0)	2N6387 2N6388	$V_{CEO(sus)}$	 60 80	 – –	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, I_B = 0) (V_{CE} = 80 Vdc, I_B = 0)	 2N6387 2N6388	I_{CEO}	 – –	 1.0 1.0	mAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 1.5 Vdc) (V_{CE} – 80 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 1.5 Vdc) (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 1.5 Vdc, T_C = 125°C) (V_{CE} = 80 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 1.5 Vdc, T_C = 125°C)	 2N6387 2N6388 2N6387 2N6388	I_{CEX}	 – – – –	 300 300 3.0 3.0	μAdc mAdc
Emitter Cutoff Current (V_{BE} = 5.0 Vdc, I_C = 0)		I_{EBO}	–	5.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (Note 3)					
DC Current Gain (I_C = 5.0 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc) (I_C = 1 0 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc)	 2N6387, 2N6388 2N6387, 2N6388	h_{FE}	 1000 100	 20,000 –	–
Collector–Emitter Saturation Voltage (I_C = 5.0 Adc, I_B = 0.01 Adc) (I_C = 10 Adc, I_B = 0.1 Adc)	 2N6387, 2N6388 2N6387, 2N6388	$V_{CE(sat)}$	 – –	 2.0 3.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage (I_C = 5.0 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc) (I_C = 10 Adc, V_{CE} = 3.0 Vdc)	 2N6387, 2N6388 2N6387, 2N6388	$V_{BE(on)}$	 – –	 2.8 4.5	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Small–Signal Current Gain (I_C = 1.0 Adc, V_{CE} = 5.0 Vdc, f_{test} = 1.0 MHz)		$\|h_{fe}\|$	20	–	–
Output Capacitance (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)		C_{ob}	–	200	pF
Small–Signal Current Gain (I_C = 1.0 Adc, V_{CE} = 5.0 Vdc, f = 1.0 kHz)		h_{fe}	1000	–	–

2. Indicates JEDEC Registered Data.
3. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

Figura 7 – Características elétricas do transistor 2N6387 - Continuação.

Fonte: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/2N6667-D.PDF. Acesso em: 27/08/2013.

2.3 Dimensionamento e Especificação de MOSFET

É comum o uso de transistores bipolares de junção ou de efeito de campo para acionamento de motores, em conversores ponte completa, popularmente conhecidos como ponte H, como está mostrado na Figura 8. Leve em conta que:

- Tensão de entrada – V_i = 12 V;
- Tensão nominal do motor – V_M = 12 V;
- Potência do motor – P_M = 48 W;
- Acionamento do motor com modulação por largura de pulsos (PWM).

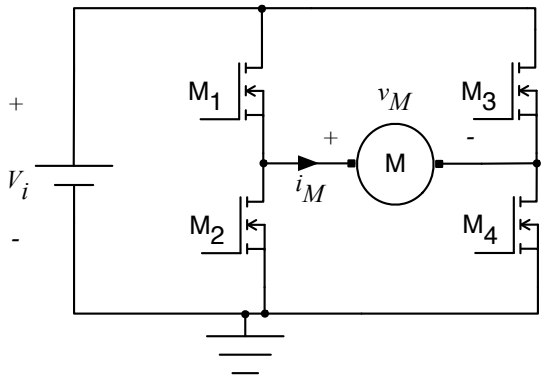


Figura 8 – Circuito empregando MOSFET.

O circuito da Figura 8 permite o acionamento do motor de corrente contínua em dois sentidos de giro, quando convenientemente fechados os transistores M_1 e M_4 e M_2 e M_3. Além disso, controlando o tempo de condução do par de transistores (M_1 e M_4 ou M_2 e M_3) pode-se controlar a tensão média que chega ao motor e consequentemente sua velocidade. Veja que neste caso os transistores estão operando como chave, ou seja, conduzindo ou não conduzindo. Esta frequência de comutação terá que ser determinada pelo circuito de comando dos transistores, isto é, o circuito que fará o acionamento dos mesmos.

A corrente nominal do motor pode ser determinada por:

$$I_M = \frac{P_M}{V_M} = \frac{48}{12} = 4\,A.$$

O transistor terá que suportar a tensão de entrada, pois se o mesmo estiver no corte, sua tensão entre dreno e *source* será igual a V_i.

Assim, as principais características do transistor devem ser:

- Tensão entre dreno e *source* – $V_{DS} > 12$ V;
- Corrente de dreno – $I_D > 4$ A.

Considerando a folga de 20%:

- Tensão entre dreno e *source* – $V_{DS} > 1{,}2 \cdot 12 \simeq 15V$;
- Corrente de dreno – $I_D > 1{,}2 \cdot 4 \simeq 5\,A$.

Consultando o sítio de algum revendedor de semicondutores, pode-se determinar o MOSFET canal N modelo IRLHS6242TR2PBF da IR (International Rectifier). As informações deste componente estão mostradas nas Figura 10 e Figura 11.

Observe que o encapsulamento deste MOSFET é do tipo PQFN (*Power Quad Flat No-Lead*) com tamanho bastante reduzido. Neste tipo de encapsulamento não é possível a montagem de dissipador, sendo que o terminal de dreno, desde que possua uma trilha suficientemente larga na placa de circuito impresso, fará o papel de dissipação de calor, como mostra a Figura 9.

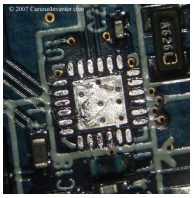


Figura 9 – Dissipação de calor no encapsulamento PQFN.

Fonte: http://store.curiousinventor.com. Acesso em: 27/08/2013.

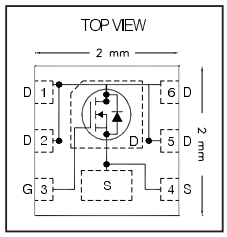
International
IOR Rectifier

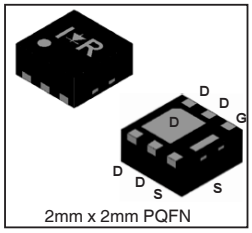
PD - 97582B

IRLHS6242PbF

HEXFET® Power MOSFET

V_{DS}	20	V
V_{GS}	±12	V
$R_{DS(on)\ max}$ ($@V_{GS}$ = 4.5V)	11.7	mΩ
$R_{DS(on)\ max}$ ($@V_{GS}$ = 2.5V)	15.5	mΩ
I_D ($@T_{C\ (Bottom)}$ = 25°C)	12②	A





Applications

- Charge and discharge switch for battery application
- System/Load Switch

Features and Benefits

Features		Resulting Benefits
Low R_{DSon} (≤ 11.7mΩ)		Lower Conduction Losses
Low Thermal Resistance to PCB (≤ 13°C/W)		Enable better thermal dissipation
Low Profile (≤ 1.0mm)	results in	Increased Power Density
Industry-Standard Pinout	⇒	Multi-Vendor Compatibility
Compatible with Existing Surface Mount Techniques		Easier Manufacturing
RoHS Compliant Containing no Lead, no Bromide and no Halogen		Environmentally Friendlier

Orderable part number	Package Type	Standard Pack		Note
		Form	Quantity	
IRLHS6242TRPBF	PQFN 2mm x 2mm	Tape and Reel	4000	
IRLHS6242TR2PBF	PQFN 2mm x 2mm	Tape and Reel	400	

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage	20	V
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±12	
I_D @ T_A = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 4.5V	10	A
I_D @ T_A = 70°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 4.5V	8.3	
I_D @ $T_{C(Bottom)}$ = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 4.5V ⑦	22②	
I_D @ $T_{C(Bottom)}$ = 70°C	Continuous Drain Current, VGS @ 4.5V ⑦	18②	
I_D @ $T_{C(Bottom)}$ = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 4.5V (Package Limited)	12②	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	88	
P_D @T_A = 25°C	Power Dissipation ⑤	1.98	W
P_D @$T_{C(Bottom)}$ = 25°C	Power Dissipation ⑤	9.6	
	Linear Derating Factor ⑤	0.016	W/°C
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 150	°C

Figura 10 – Características elétricas do transistor IRLHS6242TR2PBF.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlhs6242pbf.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

Static @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
BV_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	20	—	—	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250µA
$\Delta BV_{DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	6.8	—	mV/°C	Reference to 25°C, I_D = 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	9.4	11.7	mΩ	V_{GS} = 4.5V, I_D = 8.5A ③②
		—	12.4	15.5		V_{GS} = 2.5V, I_D = 8.5A ③②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	0.5	0.8	1.1	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 10µA
$\Delta V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage Coefficient	—	-4.2	—	mV/°C	
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	1.0	µA	V_{DS} = 16V, V_{GS} = 0V
		—	—	150		V_{DS} = 16V, V_{GS} = 0V, T_J = 125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS} = 12V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS} = -12V
gfs	Forward Transconductance	36	—	—	S	V_{DS} = 10V, I_D = 8.5A②
Q_g	Total Gate Charge ⑥	—	14	—	nC	V_{DS} = 10V
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge ⑥	—	1.5	—		V_{GS} = 4.5V
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge ⑥	—	6.3	—		I_D = 8.5A② (See Fig.17 & 18)
R_G	Gate Resistance	—	2.1	—	Ω	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	5.8	—	ns	V_{DD} = 10V, V_{GS} = 4.5V ③
t_r	Rise Time	—	15	—		ID = 8.5A②
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	19	—		R_G=1.8Ω
t_f	Fall Time	—	13	—		See Fig.15
C_{iss}	Input Capacitance	—	1110	—	pF	V_{GS} = 0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	260	—		V_{DS} = 10V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	180	—		f = 1.0MHz

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	22	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	88		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	T_J = 25°C, I_S = 8.5A②, V_{GS} = 0V ③
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	15	23	ns	T_J = 25°C, I_F = 8.5A②, V_{DD} = 10V
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	12	18	nC	di/dt = 210A/µs ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Time is dominated by parasitic Inductance				

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$ (Bottom)	Junction-to-Case ⑤	—	13	°C/W
$R_{\theta JC}$ (Top)	Junction-to-Case ⑤	—	94	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ④	—	63	
$R_{\theta JA}$ (<10s)	Junction-to-Ambient ④	—	46	

Notes:
① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
② Package is limited to 12A by die-source to lead-frame bonding technology.
③ Pulse width ≤ 400µs; duty cycle ≤ 2%.
④ When mounted on 1 ich square copper board.
⑤ R_θ is measured at T_J of approximately 90°C.
⑥ For DESIGN AID ONLY, not subject to production testing.
⑦ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature.

Figura 11 – Características elétricas do transistor IRLHS6242TR2PBF - Continuação.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlhs6242pbf.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

3 Cálculo Térmico

O cálculo térmico consiste em determinar a elevação de temperatura que ocorre do ambiente até a junção do semicondutor, utilizando para tal um modelo térmico, como será visto a seguir.

Ainda neste capítulo serão apresentados alguns exemplos para explicitar como se determina o dissipador necessário em aplicações específicas. Será apresentada uma metodologia de projeto e exemplos de dissipadores comerciais serão explorados. Ao final, exercícios resolvidos e propostos, além de roteiro de laboratório serão também apresentados.

3.1 Modelo Térmico para Semicondutores

A escolha do dissipador é realizada utilizando um modelo térmico simplificado para se determinar a resistência térmica entre a junção do semicondutor e o ambiente, conforme é mostrado na Figura 12.

Neste circuito elétrico equivalente se tem:

- T_j = temperatura na junção (ºC);
- T_c = temperatura na cápsula (ºC);
- T_d = temperatura no dissipador (ºC);
- T_a = temperatura ambiente (ºC);
- R_{jc} = resistência térmica entre junção e cápsula (ºC/W);
- R_{cd} = resistência térmica entre cápsula e dissipador (ºC/W);
- R_{da} = resistência térmica entre dissipador e ambiente (ºC/W);
- P = potência dissipada no componente (W).

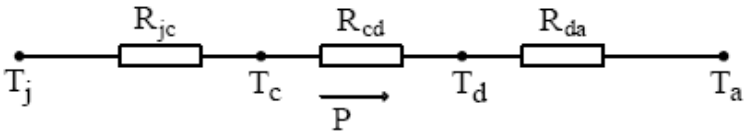


Figura 12 – Modelo térmico de um semicondutor.

Fonte: (Barbi, 2005).

É importante ressaltar que as resistências da Figura 12 são térmicas e não ôhmicas, como as que são utilizadas em circuitos elétricos.

A potência dissipada sobre o componente irá provocar um aumento de temperatura, dado por:

$$T_j - T_a = P \cdot R_{ja} .$$

Note que a temperatura na junção será maior do que a temperatura ambiente.

Já a resistência térmica total entre a junção e o ambiente será:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} .$$

Assim, a resistência térmica máxima entre junção e ambiente, para dadas condições de operação do semicondutor, pode ser determinada por:

$$R_{ja(\max)} = \frac{T_j - T_a}{P}$$

3.2 Exemplos de Escolha de Dissipador

O primeiro passo para escolha do dissipador é verificar a real necessidade de se usar dissipador. Lembre que alguns encapsulamentos de componentes, por exemplo o DO-41 utilizado nos diodos da série 1N4001 até 1N4007 não é construído para ser fixado em dissipador.

A seguir serão realizados dois exemplos, um em que não será necessário utilizar dissipador e outro em que será preciso determinar o dissipador.

Exemplo 1: Considere um circuito de corrente contínua no qual um diodo 1N4001 está sendo percorrido por uma corrente de 0,9 A. A temperatura ambiente é de 40 ºC. Deve-se verificar a necessidade ou não de usar dissipador.

Inicialmente precisa-se determinar as perdas no componente. Considerando as perdas por condução e a queda de tensão direta do diodo, a partir da folha de dados, se tem:

$V_F = 1{,}1V$;

$P_D = V_F \cdot I_F = 1{,}1 \cdot 0{,}9 = 0{,}99W$.

Sabe-se que o encapsulamento do diodo 1N4001, mostrado na Figura 13, não permite usar dissipador. Assim, precisa-se verificar se nas condições dadas no problema o componente irá funcionar adequadamente.

Assim, pode-se proceder de duas formas:

1. Calcular a temperatura na junção e comparar com o limite suportado pelo componente;
2. Determinar a resistência térmica máxima entre junção e ambiente e comparar com o valor da folha de dados.

A temperatura na junção do diodo 1N4001, em função das condições de operação do circuito e com a resistência térmica entre junção e ambiente obtida da folha de dados será:

$R_{ja} = 50\,^oC$;

$T_j = T_a + P \cdot R_{ja} = 40 + 0{,}99 \cdot 50 = 89{,}5\,^oC$.

Como esta temperatura é menor do que 175 ºC, que é o valor máximo suportado pelo componente, então se conclui que não será necessário utilizar dissipador.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR®

May 2009

1N4001 - 1N4007
General Purpose Rectifiers

1N4001 - 1N4007 — General Purpose Rectifiers

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.

DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 " lead length @ T_A = 75°C	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave	30							A
I^2t	Rating for Fusing (t<8.3ms)	3.7							A^2sec
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may by impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	3.0	W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_F	Forward Voltage @ 1.0A	1.1	V
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T_A = 75°C	30	µA
I_R	Reverse Current @ Rated V_R T_A = 25°C T_A = 100°C	5.0 50	µA µA
C_T	Total Capacitance V_R = 4.0V, f = 1.0MHz	15	pF

© 2009 Fairchild Semiconductor Corporation

Figura 13 – Características elétricas dos diodos da série 1N4001 até 1N4007.

Fonte: https://www.fairchildsemi.com/ds/1N/1N4003.pdf. Acesso em: 20/08/2013.

A outra maneira de verificar a necessidade ou não de dissipador é realizada calculando-se a máxima resistência térmica entre junção e ambiente:

$$R_{ja(\max)} = \frac{T_j - T_a}{P} = \frac{175 - 40}{0,99} = 136,36\,^{o}C/W\,.$$

Como este valor é maior do que a resistência de 20 ºC/W dada na folha de dados, então não será necessário utilizar dissipador.

Exemplo 2: Considere um transistor bipolar de junção modelo TIP31, conduzindo permanentemente e pelo qual circula uma corrente de 2,5 A. Se a temperatura ambiente for de 50

ºC, determine se há necessidade de usar dissipador ou não. Se for necessário o emprego de dissipador, determine o mesmo.

Novamente inicia-se pelo cálculo das perdas no transistor. Como o mesmo está em condução permanente, então tem-se apenas perdas de condução, dadas por:

$$V_{CE(sat)} = 1,2V;$$

$$P_T = V_{CE(sat)} \cdot I_C = 1,2 \cdot 2,5 = 3W\ .$$

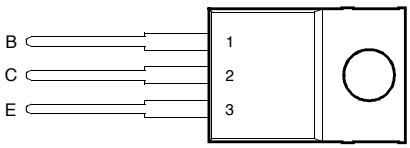
TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C
NPN SILICON POWER TRANSISTORS

BOURNS®

- **Designed for Complementary Use with the TIP32 Series**
- **40 W at 25°C Case Temperature**
- **3 A Continuous Collector Current**
- **5 A Peak Collector Current**
- **Customer-Specified Selections Available**

This series is currently available, but not recommended for new designs.

TO-220 PACKAGE
(TOP VIEW)



Pin 2 is in electrical contact with the mounting base.

MDTRACA

absolute maximum ratings at 25°C case temperature (unless otherwise noted)

RATING		SYMBOL	VALUE	UNIT
Collector-base voltage (I_E = 0)	TIP31 TIP31A TIP31B TIP31C	V_{CBO}	80 100 120 140	V
Collector-emitter voltage (I_B = 0)	TIP31 TIP31A TIP31B TIP31C	V_{CEO}	40 60 80 100	V
Emitter-base voltage		V_{EBO}	5	V
Continuous collector current		I_C	3	A
Peak collector current (see Note 1)		I_{CM}	5	A
Continuous base current		I_B	1	A
Continuous device dissipation at (or below) 25°C case temperature (see Note 2)		P_{tot}	40	W
Continuous device dissipation at (or below) 25°C free air temperature (see Note 3)		P_{tot}	2	W
Unclamped inductive load energy (see Note 4)		$½LI_C^2$	32	mJ
Operating junction temperature range		T_j	-65 to +150	°C
Storage temperature range		T_{stg}	-65 to +150	°C
Lead temperature 3.2 mm from case for 10 seconds		T_L	250	°C

NOTES: 1. This value applies for $t_p \leq 0.3$ ms, duty cycle ≤ 10%.
2. Derate linearly to 150°C case temperature at the rate of 0.32 W/°C.
3. Derate linearly to 150°C free air temperature at the rate of 16 mW/°C.
4. This rating is based on the capability of the transistor to operate safely in a circuit of: L = 20 mH, $I_{B(on)}$ = 0.4 A, R_{BE} = 100 Ω, $V_{BE(off)}$ = 0, R_S = 0.1 Ω, V_{CC} = 20 V.

Figura 14 – Características elétricas do transistor TIP31.

Fonte: http://www.bourns.com/pdfs/tip31.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C
NPN SILICON POWER TRANSISTORS

BOURNS®

electrical characteristics at 25°C case temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{(BR)CEO}$	Collector-emitter breakdown voltage	I_C = 30 mA (see Note 5)	I_B = 0	TIP31	40			V
				TIP31A	60			
				TIP31B	80			
				TIP31C	100			
I_{CES}	Collector-emitter cut-off current	V_{CE} = 80 V	V_{BE} = 0	TIP31			0.2	mA
		V_{CE} = 100 V	V_{BE} = 0	TIP31A			0.2	
		V_{CE} = 120 V	V_{BE} = 0	TIP31B			0.2	
		V_{CE} = 140 V	V_{BE} = 0	TIP31C			0.2	
I_{CEO}	Collector cut-off current	V_{CE} = 30 V	I_B = 0	TIP31/31A			0.3	mA
		V_{CE} = 60 V	I_B = 0	TIP31B/31C			0.3	
I_{EBO}	Emitter cut-off current	V_{EB} = 5 V	I_C = 0				1	mA
h_{FE}	Forward current transfer ratio	V_{CE} = 4 V	I_C = 1 A	(see Notes 5 and 6)	25			
		V_{CE} = 4 V	I_C = 3 A		10		50	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	I_B = 375 mA	I_C = 3 A	(see Notes 5 and 6)			1.2	V
V_{BE}	Base-emitter voltage	V_{CE} = 4 V	I_C = 3 A	(see Notes 5 and 6)			1.8	V
h_{fe}	Small signal forward current transfer ratio	V_{CE} = 10 V	I_C = 0.5 A	f = 1 kHz	20			
$\|h_{fe}\|$	Small signal forward current transfer ratio	V_{CE} = 10 V	I_C = 0.5 A	f = 1 MHz	3			

NOTES: 5. These parameters must be measured using pulse techniques, t_p = 300 µs, duty cycle ≤ 2%.
6. These parameters must be measured using voltage-sensing contacts, separate from the current carrying contacts.

thermal characteristics

PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
$R_{\theta JC}$	Junction to case thermal resistance			3.125	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction to free air thermal resistance			62.5	°C/W

resistive-load-switching characteristics at 25°C case temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS †			MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{on}	Turn-on time	I_C = 1 A	$I_{B(on)}$ = 0.1 A	$I_{B(off)}$ = -0.1 A		0.5		µs
t_{off}	Turn-off time	$V_{BE(off)}$ = -4.3 V	R_L = 30 Ω	t_p = 20 µs, dc ≤ 2%		2		µs

† Voltage and current values shown are nominal; exact values vary slightly with transistor parameters.

Figura 15 – Características elétricas do transistor TIP31 - Continuação.

Fonte: http://www.bourns.com/pdfs/tip31.pdf. Acesso em: 27/08/2013.

A seguir pode-se calcular a temperatura na junção, para verificar a necessidade de dissipador ou não:

$$T_j = T_a + P_T \cdot R_{ja} = 40 + 3 \cdot 62{,}5 = 227{,}5\,^oC\,.$$

A temperatura suportada pelo transistor é de 150 ºC, portanto será necessário empregar dissipador.

A máxima resistência térmica entre junção e ambiente será:

$$R_{ja(\max)} = \frac{T_j - T_a}{P_T} = \frac{150 - 40}{3} = 36{,}67\,^oC/W\,.$$

Portanto, considerando que a resistência térmica entre cápsula e dissipador é da ordem de 1 ºC/W quando se emprega mica ou pasta térmica, se tem:

$R_{jc} = 3{,}125\,^{o}C/W$;

$R_{da} = R_{ja(\max)} - R_{jc} - R_{cd} = 36{,}67 - 3{,}125 - 1 = 32{,}54\,^{o}C/W$.

Agora basta consultar um catálogo de dissipadores para fazer a escolha adequada. Consultando, por exemplo, o fabricante HS Dissipadores (http://www.hsdissipadores.com.br), pode-se especificar o modelo HS 3512, que tem uma resistência térmica de 8,35 ºC/W para 10 cm de altura, mostrado na Figura 16.

Note que a resistência térmica do dissipador escolhido é bem inferior ao necessário. Assim, pode reduzir o comprimento (altura) do dissipador, visto que o fabricante o especifica para 10 cm.

O fator de correção será:

$$FC = \frac{R_{da(calculada)}}{R_{da(dissipador)}} = \frac{32{,}54}{8{,}35} = 3{,}9.$$

A redução do comprimento do dissipador não é linear com a variação da resistência térmica. Assim, deve-se consultar o catálogo do fabricante, que especifica por meio de uma tabela a relação entre a resistência térmica e o fator de redução do comprimento do dissipador, como está mostrado na Figura 17.

Assim, verifica-se na tabela que poderia ser utilizado um dissipador com altura de 10 mm, ou seja, 1 cm. Cabe ressaltar que precisa ser prevista a altura necessária para a montagem do transistor, por isso 1 cm pode ser pouco, sendo mais prudente escolher 2 cm ou mais.

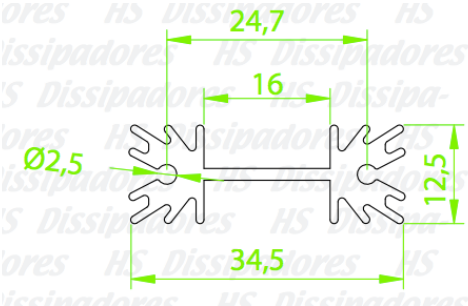


Figura 16 – Dissipador escolhido.

Fonte: http://www.hsdissipadores.com.br.

Acesso em: 27/08/2013.

comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

Figura 17 – Fator de redução do comprimento do dissipador.

Fonte: http://www.hsdissipadores.com.br.

Acesso em: 27/08/2013.

Em algumas situações, principalmente quando se tem apenas um semicondutor processando altas potências, pode ser mais interessante utilizar ventilação forçada ao invés de grandes volumes de alumínio em dissipadores.

A retirada de calor do componente, quando se utiliza ventilação forçada, é mais eficaz do que empregar dissipadores apenas. Na Figura 18 mostra-se um exemplo de conversor de alta potência empregando dissipador e ventilação forçada (ventiladores específicos).

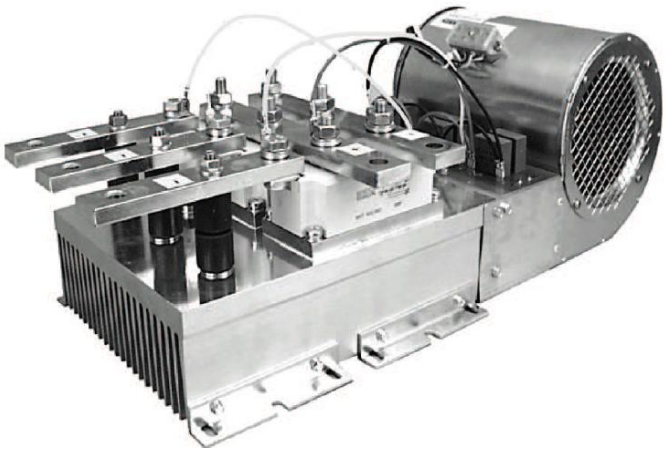


Figura 18 – Conversor de potência com ventilação forçada.

Fonte: http://www.powerguru.org. Acesso em: 27/08/2013.

3.3 Montagem do Semicondutor no Dissipador

A fixação do semicondutor no dissipador é tão importante quanto a escolha adequada do dissipador. Uma boa fixação, proporcionando um bom contato mecânico e consequente condução térmica é essencial para a eficaz retirada do calor da junção do semicondutor.

Para auxiliar na transferência do calor da cápsula (corpo) do semicondutor para o dissipador pode-se utilizar pasta térmica, fornecida em potes ou bisnagas, como mostrado na Figura 19.

Em muitas situações é necessário isolar o componente do dissipador, seja para evitar o risco de choque elétrico ou para evitar a conexão entre vários componentes, quando se utiliza um mesmo dissipador para mais que um semicondutor. Para esta tarefa pode ser utilizado um isolante cerâmico (mica) ou a base de fibra. O primeiro é rígido e o segundo é flexível. Nas Figura 20 e Figura 21 mostram-se exemplos de ambos os isolantes.

Figura 19 – Pasta térmica para semicondutores.

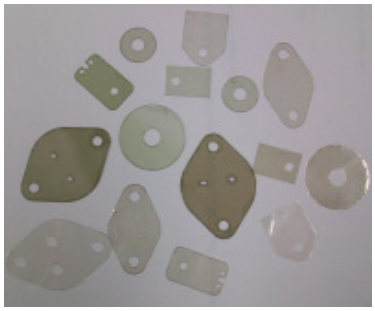


Figura 20 – Isolante cerâmico (mica).

Fonte: http://www.ashevillemica.com.

Acesso em: 27/08/2013.

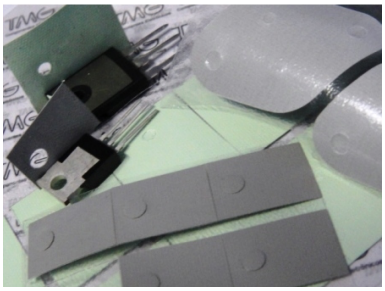


Figura 21 – Isolante flexível (fibra).

Fonte: http://www.tmgeletronica.com.br. Acesso em: 27/08/2013.

A sequência da montagem do componente no dissipador é mostrada na Figura 22. Note que o cuidado para não ocorrer conexão elétrica entre o componente e o dissipador é importante para a segurança do usuário e o correto funcionamento do circuito. Deve-se tomar cuidado para não perfurar ou quebrar o isolante (fibra ou mica).

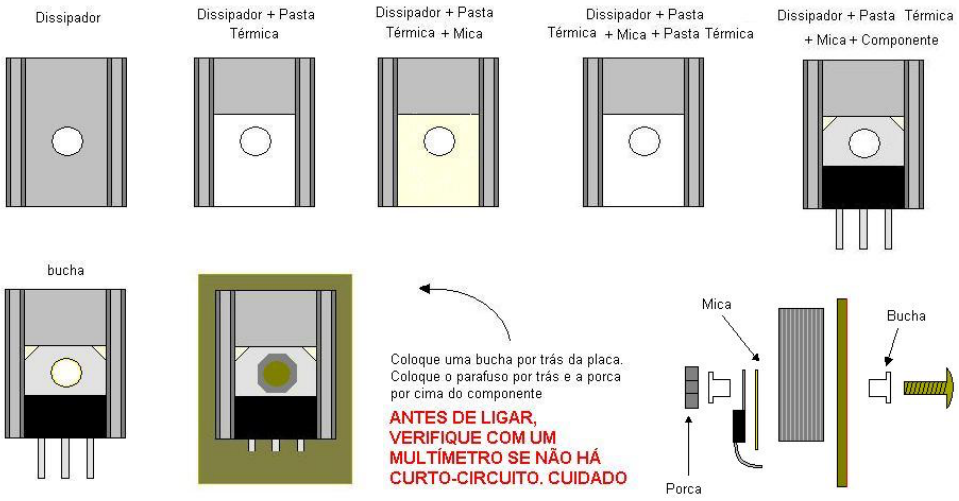


Figura 22 – Montagem do transistor no dissipador.

Fonte: http://www.htforum.com. Acesso em: 27/08/2013.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o exemplo de dimensionamento e especificação de diodos, apresentado anteriormente, e que a temperatura ambiente é de 40 ºC, determine:

- A potência dissipada no diodo;
- A temperatura na junção sem uso de dissipador;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

Lembre que naquela situação o diodo estava conduzindo uma corrente de 10 A e o modelo escolhido foi o FEPB16ATHE3/81 de 16 A e 50 V da Vishay Semiconductors. Os parâmetros necessários são:

- Queda de tensão direta – V_F = 0,95 V;
- Temperatura máxima na junção – T_j = 150 ºC;
- Resistência térmica entre junção e cápsula – R_{jc} = 3,1 ºC/W para o encapsulamento FEPF.

A perda no diodo em condução é dada por:

$$P_D = V_D \cdot I_D = V_F \cdot I_F = 0{,}95 \cdot 10 = 9{,}5W .$$

Note que o fabricante não fornece a resistência térmica entre junção e ambiente. Assim, deve utilizar um valor típico para diodos com encapsulamento TO-220, por exemplo, que é da ordem de 73 ºC/W, obtida da folha de dados do diodo MUR1510.

Assim, a temperatura na junção, sem uso de dissipador será:

$$T_j = T_a + P_D \cdot R_{ja} = 40 + 9{,}5 \cdot 73 = 733{,}5\,^oC .$$

Conclui-se ser necessário usar dissipador.

Determinando a máxima resistência entre junção e ambiente:

$$R_{ja(\max)} = \frac{T_j - T_a}{P_D} = \frac{150 - 40}{9{,}5} = 11{,}6\,^oC .$$

Pode-se então determinar a resistência térmica do dissipador:

$$R_{da} = R_{ja(\max)} - R_{jc} - R_{cd} = 11{,}6 - 3{,}1 - 1 = 7{,}5\,^oC/W .$$

Consultando um catálogo de dissipadores, por exemplo do fabricante HS Dissipadores, escolhe-se o modelo HS 3030 que tem uma resistência térmica entre dissipador e ambiente de 5,72 ºC/W com 10 cm de altura, mostrado na Figura 23.

Pode-se corrigir o comprimento (altura) do dissipador, aplicando a tabela de correção da Figura 17, resultando em um comprimento final de aproximadamente 6 cm.

$$FC = \frac{R_{da(calculada)}}{R_{da(dissipador)}} = \frac{7,5}{5,72} = 1,3\,.$$

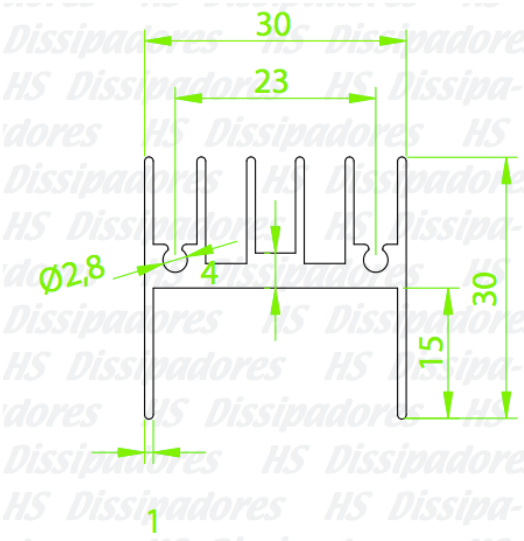


Figura 23 – Dissipador escolhido.

Fonte: http://www.hsdissipadores.com.br. Acesso em: 28/08/2013.

ER 02) Considerando o exemplo de dimensionamento e especificação de transistor bipolar de junção, apresentado anteriormente, e que a temperatura ambiente é de 40 ºC, determine:

- A potência dissipada no transistor;
- A temperatura na junção sem uso de dissipador;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

Lembre que naquela situação o transistor estava conduzindo uma corrente de 4 A e o modelo escolhido foi o 2N6387 da On Semiconductor, que é NPN para 10 A e 60 V. Os parâmetros necessários são:

- Queda de tensão entre coletor e emissor – $V_{CE(sat)}$ = 2 V;
- Temperatura máxima na junção – T_j = 150 ºC;
- Resistência térmica entre junção e ambiente – R_{ja} = 62,5 ºC/W;
- Resistência térmica entre junção e cápsula – R_{jc} = 1,92 ºC/W.

A perda de condução no transistor será:

$$P_T = V_{CE(sat)} \cdot I_C = 2 \cdot 4 = 8W .$$

Assim, a temperatura na junção, sem uso de dissipador será:

$$T_j = T_a + P_D \cdot R_{ja} = 40 + 8 \cdot 62{,}5 = 540\,^oC .$$

Conclui-se que é preciso usar dissipador.

Determinando a máxima resistência entre junção e ambiente:

$$R_{ja(\max)} = \frac{T_j - T_a}{P_D} = \frac{150 - 40}{8} = 13{,}75\,^oC .$$

Pode-se então determinar a resistência térmica do dissipador:

$$R_{da} = R_{ja(\max)} - R_{jc} - R_{cd} = 13{,}75 - 1{,}92 - 1 = 10{,}83\,^oC/W \ .$$

Consultando um catálogo de dissipadores, por exemplo do fabricante HS Dissipadores, escolhe-se o modelo HS 2315 que tem uma resistência térmica entre dissipador e ambiente de 10,2 ºC/W com 10 cm de altura, mostrado na Figura 24. Neste caso, em função da proximidade dos valores entre a resistência térmica calculada e do dissipador escolhido, não será necessário aplicar o fator de correção, ficando o dissipador final com 10 cm de comprimento.

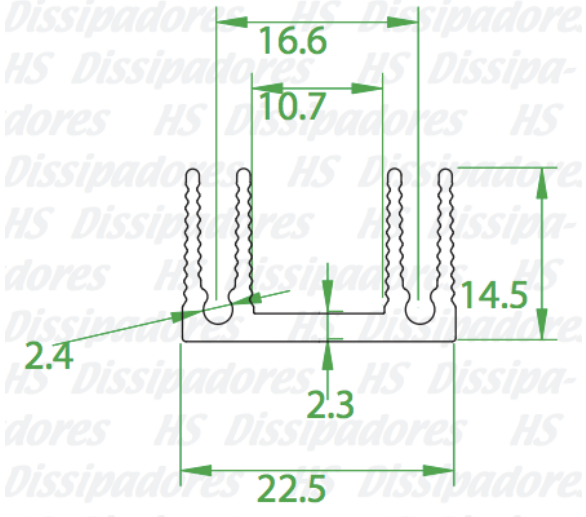


Figura 24 – Dissipador escolhido.

Fonte: http://www.hsdissipadores.com.br. Acesso em: 28/08/2013.

ER 03) Considerando o exemplo de dimensionamento e especificação de transistor de efeito de campo, apresentado anteriormente, e que a temperatura ambiente é de 40 ºC, determine:

- A potência dissipada no transistor;
- A temperatura na junção sem uso de dissipador;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

Lembre que naquela situação o transistor estava conduzindo uma corrente de 4 A e o modelo escolhido foi o IRLHS6242TR2PBF da IR (International Rectifier), que é de canal N para 12 A e 20 V. Os parâmetros necessários são:

- Resistência entre dreno e *source* – $R_{DS(on)}$ = 11,7 mΩ;
- Temperatura máxima na junção – T_j = 150 ºC;
- Resistência térmica entre junção e ambiente – R_{ja} = 63 ºC/W;
- Resistência térmica entre junção e cápsula – R_{jc} = 13 ºC/W.

Note que os parâmetros térmicos (resistências) são diferentes na parte inferior e superior, visto que na parte inferior se tem o contato com a solda, o que diminui a resistência térmica. Observe a Figura 25.

A perda de condução no transistor será:

$$P_T = R_{DS(on)} \cdot I_D{}^2 = 11,7m \cdot 4^2 = 187,2mW .$$

Assim, a temperatura na junção, sem uso de dissipador será:

$$T_j = T_a + P_D \cdot R_{ja} = 40 + 187,2m \cdot 63 = 51,8\,^oC .$$

Conclui-se que não é preciso usar dissipador.

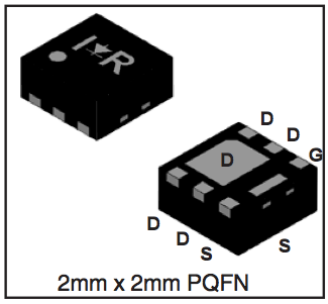


Figura 25 – Encapsulamento do transistor IRLHS6242TR2PBF.

Fonte: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlhs6242pbf.pdf. Acesso em: 28/08/2013.

Exercícios Propostos

EP 01) Sejam os circuitos da Figura 26, considerando que a tensão da fonte é de 15 V. O resistor R_1 tem resistência de 10 Ω. Os transistores são, respectivamente: TIP41, IRF740 e IRG4BC20W. Com base nas informações da folha de dados do fabricante, determine:

- As perdas nos transistores;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

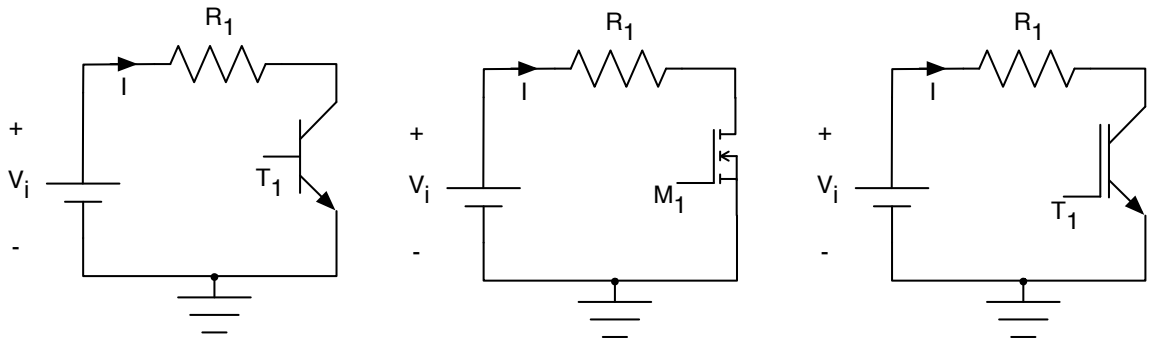


Figura 26 – Circuito para exercício proposto 01.

EP 02) Seja o circuito da Figura 27, considerando que a tensão da fonte é de 12 V. O resistor R_1 tem resistência de 10 Ω. O diodo é o 1N5400. Com base nas informações da folha de dados do fabricante, determine:

- A energia dissipada no diodo D_1;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

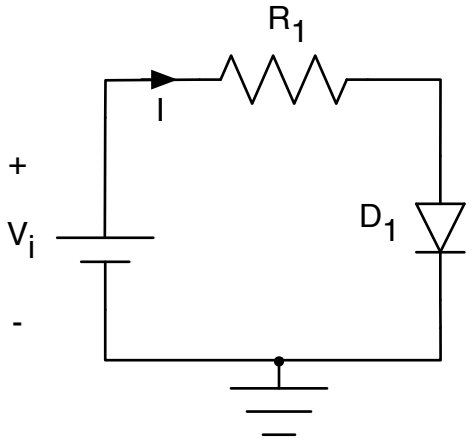


Figura 27 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Considere o circuito da Figura 28, e que a tensão da fonte seja de 24 V. Os resistores são: R_1 = 10 kΩ, R_2 = 2,2 kΩ e R_3 = 15 Ω. O LED é de potência, com tensão direta de 2 V e corrente

direta de 600 mA. As informações do tiristor TIC106 são fornecidas na folha de dados, a ser consultada pela internet.

- A energia dissipada no tiristor T_1;
- A necessidade de usar dissipador;
- O dissipador escolhido, caso seja necessário.

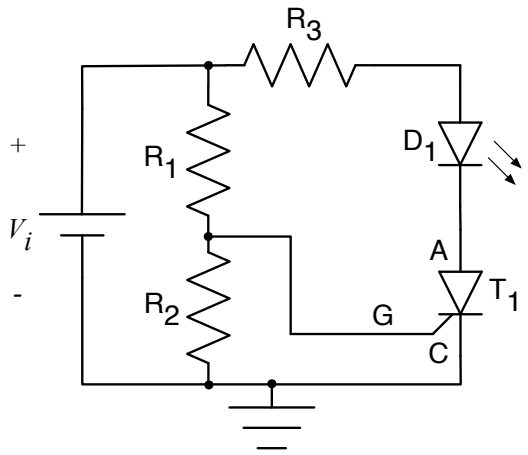


Figura 28 – Circuito para exercício proposto 03.

EP 04) Repita o exercício proposto 01 (EP 01) considerando uma tensão de alimentação de 24 V.

EP 05) Repita o exercício proposto 02 (EP 02) considerando uma tensão de alimentação de 24 V.

EP 06) Repita o exercício proposto 03 (EP 03) considerando uma tensão de alimentação de 24 V.

EP 07) Considere o exercício proposto 01 (EP 01), escolha outros modelos de transistores e que atendam as necessidades do problema.

EP 08) Considere o exercício proposto 02 (EP 02), escolha outro modelo de diodo, conforme as necessidades do problema.

EP 08) Considere o exercício proposto 03 (EP 03), escolha outro modelo de tiristor, conforme as necessidades do problema.

EP 09) Consulte a folha de dados do diodo FEPB16ATHE3/81, conforme as Figura 3 e Figura 4, e comente a respeito dos diferentes tipos de encapsulamentos, quanto a resistência térmica. Note que há os encapsulamentos TO-220AB, ITO-220AB e TO-263AB.

EP 10) Em que situações é interessante usar ventilação forçada?

EP 11) Repita os exemplos de dimensionamento e especificação de semicondutores (diodos, BJT e MOSFET) apresentados neste capítulo, escolhendo componentes pelo seu custo.

EP 12) Qual a finalidade de se usar pasta térmica?

EP 13) Qual a finalidade de se usar mica?

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre dimensionamento e especificação de semicondutores e cálculo térmico.

Em síntese, objetiva-se:

- Identificar características de semicondutores de potência;
- Implementar circuitos com semicondutores de potência;
- Avaliar o funcionamento térmico dos semicondutores de potência;
- Analisar os resultados obtidos e concluir a respeito.

5.2 Circuito para Implementação

Obtenha na internet a folha de dados do transistor IRF740.

A seguir, verifique se o MOSFET está em boas condições, utilizando o multímetro.

Em continuação, implemente o circuito mostrado na Figura 29, objetivando fazer o transistor operar na região de saturação.

Os elementos do circuito da Figura 29 são:

- V_i = 15 V;
- R_1 = 100 Ω;
- R_2 = 10 kΩ;
- R_D = 10 Ω;
- T_1 = IRF740.

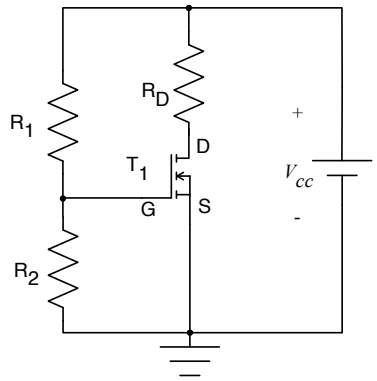


Figura 29 – Circuito para teste térmico de transistores.

Meça tensão entre gatilho e *source* (V_{GS}) para verificar se o transistor está polarizado corretamente. A seguir, meça a tensão entre dreno e *source* (V_{DS}) para comprovar que o transistor esteja conduzindo corretamente.

5.3 Ensaio Térmico

Inicialmente deixe o transistor sem dissipador. Meça a temperatura ambiente e anote seu valor:

T_a = _____.

Meça a temperatura na cápsula (corpo) do transistor, anotando os valores na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores da temperatura no corpo do transistor, operando sem dissipador.

Tempo [min]	T [ºC]
0,0	
2,0	
4,0	
6,0	
8,0	
10,0	

A seguir, adicione um dissipador ao MOSFET e meça novamente as temperaturas, anotando os valores na Tabela 2. É interessante utilizar outro MOSFET, não o que foi utilizado no ensaio anterior, pois o mesmo estará aquecido, interferindo nos resultados deste ensaio.

Tabela 2 – Valores da temperatura no corpo do transistor, operando com dissipador.

Tempo [min]	T [ºC]
0,0	
2,0	
4,0	
6,0	
8,0	
10,0	

5.4 Análise dos Resultados

Compare os valores de temperatura obtidos nas Tabela 1 e Tabela 2.

Determine as perdas no MOSFET.

Calcule a temperatura na junção sem uso de dissipador.

Determine a temperatura na cápsula do MOSFET sem uso de dissipador.

Determine a temperatura na cápsula do MOSFET com o uso de dissipador.

Com este ensaio é possível obter a resistência térmica entre dissipador e ambiente?

6 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

5

Capítulo

Retificadores Monofásicos de Meia Onda com Carga Resistiva

Meta deste capítulo

Introduzir ao estudo dos conversores ca-cc, iniciando com o retificador de meia onda com carga resistiva.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes aos Semicondutores de Potência.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores de meia onda com carga mista (RL).

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, agosto de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

A eletrônica de potência surgiu da necessidade de se fazer a conversão de tensão alternada em contínua e a inversão, que é a conversão da tensão contínua em alternada. Assim, a retificação sempre foi uma preocupação dos profissionais da área, realizada inicialmente com máquinas giratórias (conversores não estáticos) e com as válvulas. Com a invenção dos diodos semicondutores, iniciou-se nova fase na conversão de tensão alternada em contínua. Na Figura 1 mostram-se os quatro grupos de conversores estudados em eletrônica de potência, onde fica evidente que os retificadores tratam da conversão de uma tensão alternada com amplitude e frequência definidos (v_1, f_1) para uma tensão contínua (E_1).

Além disso, o uso de transistores bipolares de junção e de efeito de campo permite construir retificadores bidirecionais em corrente e que operam em alta frequência, que não serão alvo de estudo neste curso básico de eletrônica de potência.

As aplicações dos retificadores ocorrem nos mais diversos circuitos eletrônicos, tanto em nível de sinais como em nível de potência. Todo equipamento eletrônico conectado na rede de energia elétrica possui uma fonte de alimentação, que necessariamente terá circuitos retificadores em seu estágio de potência. Dentre algumas aplicações se tem:

- Processos eletroquímicos, tais como: anodização, produção de gases, refinamento de metais, eletrodeposição, etc.;
- Soldagem elétrica;
- Acionamentos a velocidade ajustável;
- Sistemas HVDC;
- Fontes de uso geral e ininterruptas;
- Interfaceamento de sistemas de energia alternativa com a rede de energia elétrica;
- Reatores eletrônicos e todos os outros circuitos que utilizam processamento indireto de energia.

Apesar do aluno já ter estudado circuitos retificadores em disciplinas básicas do curso de eletrônica, diversos aspectos novos serão abordados aqui, como ocorreu com os semicondutores de potência. Assim, inicialmente se utilizará carga resistiva, seguida da carga resistiva-indutiva (mista) e posteriormente será adicionado ao retificador um filtro capacitivo.

De modo geral, em relação aos conversores ca-cc pode-se afirmar que:

- Denominados de retificadores: convertem a tensão alternada da rede de energia elétrica em uma tensão contínua;
- Podem ser monofásicos, trifásicos ou n-fásicos – dependendo da aplicação e da rede de energia elétrica podem ser para uma fase ou várias;

- Unidirecionais ou bidirecionais – quando empregam diodos são unidirecionais em corrente, mas podem ser bidirecionais, permitindo o fluxo de energia da rede para a carga ou da carga para a rede (regeneração);
- Controlados ou não-controlados – podem empregar diodos, tiristores ou transistores, permitindo assim o controle da tensão de saída;
- Com ou sem correção de fator de potência – podem ter filtros passivos ou ativos para melhorar o fator de potência do conjunto;
- Podem ser isolados ou não-isolados – quando empregam transformadores, sejam de baixa ou alta frequência, apresentam isolamento, para fins de proteção ou adaptação da tensão;
- Um pulso ou múltiplos pulsos – dependendo da retificação (meia onda, onda completa, monofásico ou n-fásico) podem disponibilizar na saída um ou mais semiperíodos da tensão da rede, caracterizando-os como de um ou mais pulsos.

Assim, neste capítulo se iniciará o estudo dos retificadores, abordando aspectos básicos de seu funcionamento com carga resistiva. Serão apresentadas as principais formas de onda para o retificador em estudo, uma análise teórica e posteriormente exercícios resolvidos e propostos. Por fim, um roteiro de laboratório com foco na simulação do circuito estudado também será apresentado. Além disso, simulações serão realizadas visando comprovar aspectos importantes do assunto estudado ao longo deste capítulo.

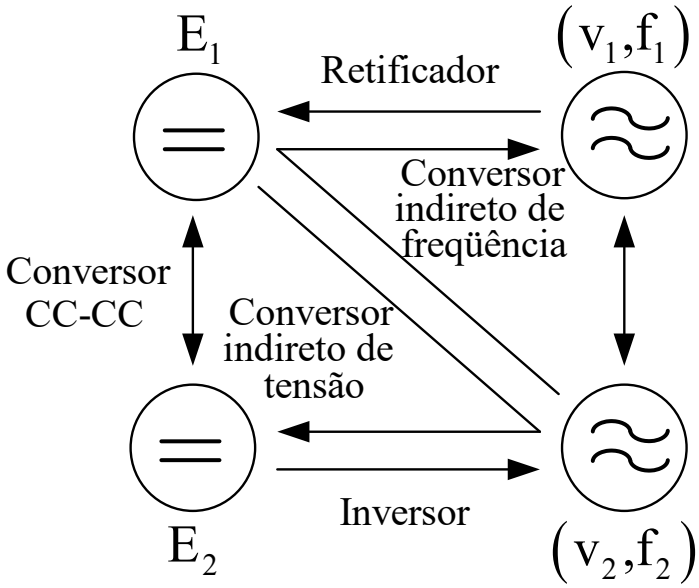


Figura 1 – Conversores estudados na eletrônica de potência.

Fonte: (Barbi, 2005).

2 Retificador Monofásico de Meia Onda – Carga Resistiva

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de meia onda com carga resistiva é um circuito simples, conforme pode ser observado na Figura 2. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o diodo retificador é D_1 e a carga é o resistor R_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

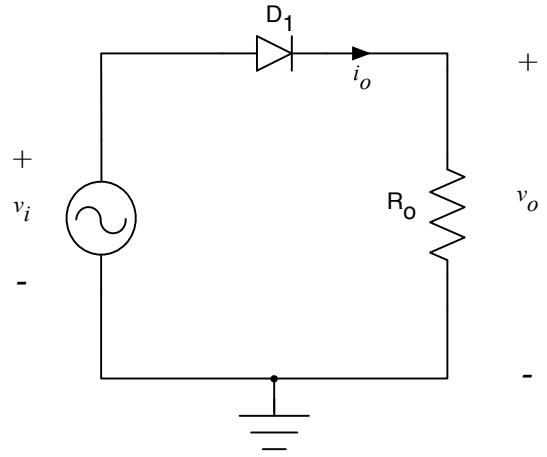


Figura 2 – Retificador monofásico de meia onda com carga resistiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, o diodo conduz e a tensão de entrada é aplicada na carga;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, o diodo está bloqueado e a tensão na carga é zero.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada apenas alimenta a carga no semiciclo positivo, sendo que o semiciclo negativo não é utilizado neste retificador. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 3.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o diodo é ideal. A corrente na carga é uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa no diodo possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

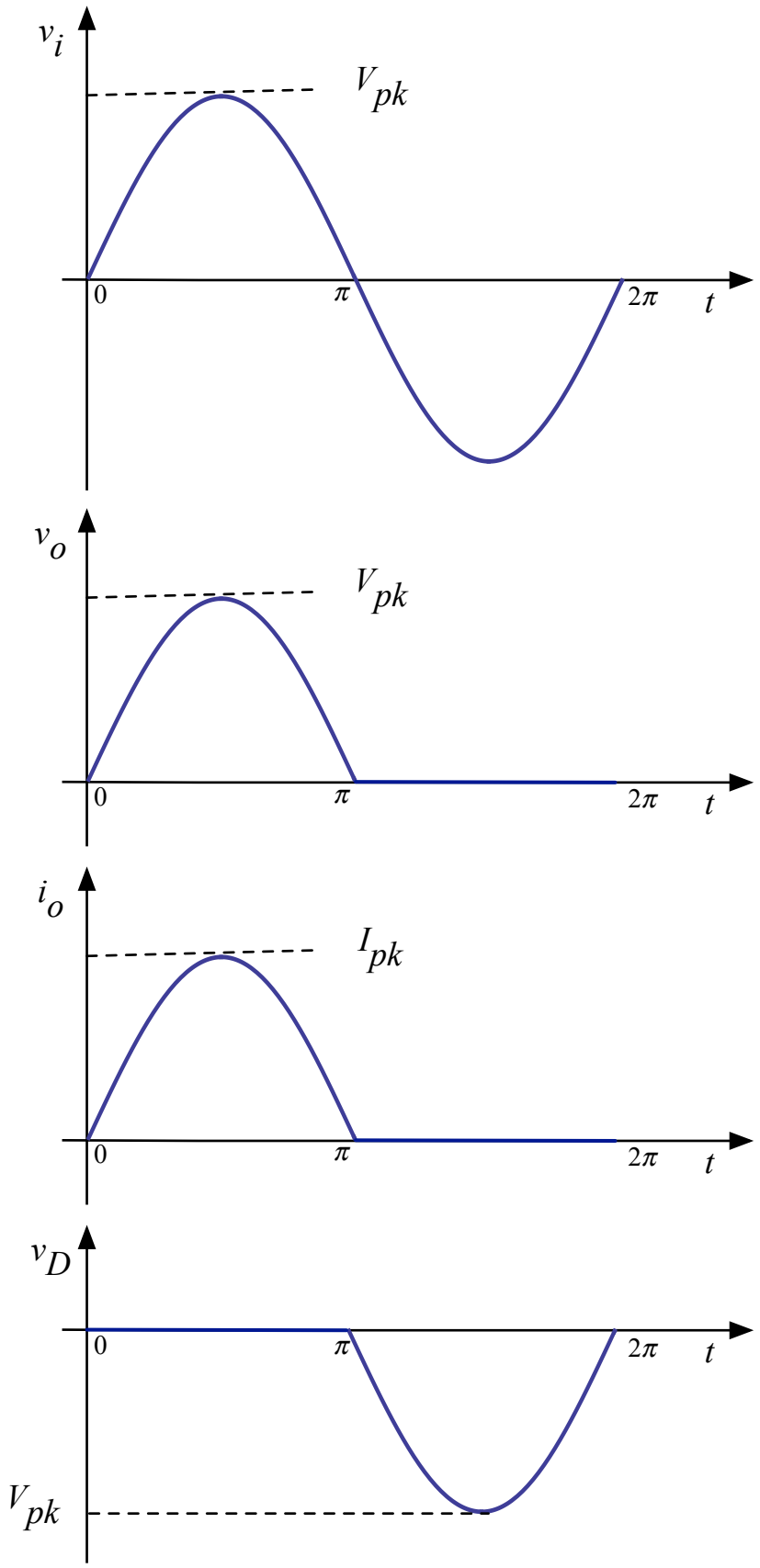


Figura 3 – Principais formas de onda do retificador monofásico de meia onda com carga resistiva.

3 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito, os esforços no diodo, fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica.

3.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 3 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{V_{pk}}{\pi}.$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = \frac{V_{pk}}{\pi} = 0{,}318 \cdot V_{pk}.$$

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \left(V_{o(pk)} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \left(V_{pk} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt};$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{V_{pk}}{2}.$$

3.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}.$$

3.3 Esforços de Corrente e Tensão no Diodo

A tensão reversa máxima no diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D1(RRM)} = V_{pk}.$$

Já as correntes no diodo são iguais às da carga:

$$I_{D1(pk)} = I_{o(pk)}.$$

$$I_{D1(med)} = I_{o(med)}.$$

$$I_{D1(ef)} = I_{o(ef)}.$$

3.4 Fator de Potência da Estrutura

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente de um circuito. O circuito é considerado ideal, ou seja, sem perdas, portanto:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = 1;$$

$$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_o}{S_i}.$$

A potência ativa na carga (resistiva) deve ser calculada como:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = \frac{V_{o(ef)}{}^2}{R_o}.$$

Já a potência aparente na entrada (rede) será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)}.$$

A corrente na carga, no diodo e na fonte são iguais, pois o circuito possui apenas uma malha. Pode-se obter então:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{o(ef)}}{R_o} \right)^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot R_o} \right)^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{pk}}{2 \cdot R_o} \right)^2 = \frac{V_{pk}{}^2}{4 \cdot R_o}.$$

Por sua vez, a potência aparente na entrada será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{2 \cdot R_o} = \frac{V_{pk}{}^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}.$$

Finalmente pode-se obter o fator de potência:

$$FP = \frac{P_o}{S_i} = \frac{\dfrac{V_{pk}{}^2}{4 \cdot R_o}}{\dfrac{V_{pk}{}^2}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}} = \frac{V_{pk}{}^2}{4 \cdot R_o} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}{V_{pk}{}^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$FP = 0{,}707.$$

Nota-se que o fator de potência, mesmo a carga sendo resistiva, não é unitário. Isso não é devido à defasagem entre tensão e corrente, pois observando a Figura 3 verifica-se que as mesmas estão em fase, mas sim devido às formas de onda da tensão e corrente na saída, que deixaram de ser senoidais e passaram a ser senoidais retificadas.

3.5 Fator de Conversão da Estrutura

O fator de conversão do conversor ca-cc é uma característica da estrutura que mostra como é a conversão de energia do retificador. Em outras palavras, representa quanto da energia disponibilizada pela fonte (rede elétrica) e consumida é realmente convertida em trabalho pela carga. Não tem relação com a eficiência do circuito, pois os componentes são ideais e não se tem perdas no circuito. Assim, o fator de conversão mostra se a energia disponível é utilizada. Como a retificação é de meia onda, é de se esperar que o fator de conversão seja ruim, pois o semiciclo negativo da tensão de alimentação não é aproveitado pelo retificador.

O fator de conversão (FC) é definido como a relação entre a potência no lado de corrente contínua (saída) e a potência no lado de corrente alternada (entrada). Assim:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}}.$$

A potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) é dada por:

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)};$$

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot \frac{V_{pk}}{R_o \cdot \pi} = \frac{V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2};$$

No lado da fonte, a potência será:

$$P_{CA} = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{2 \cdot R_o} = \frac{V_{pk}^{\ 2}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}.$$

Portanto, o fator de conversão será:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{\dfrac{V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2}}{\dfrac{V_{pk}^{\ 2}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}} = \frac{V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_o}{V_{pk}^{\ 2}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi^2};$$

$$FC = 0{,}286.$$

Em outras palavras, isso significa que apenas 28,6% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}286 \simeq 3{,}5$ vezes a potência desejada na saída. Se for utilizado um transformador no circuito da Figura 1, este deverá ter 3,5 VA para cada 1 W desejado na carga. Isso denota uma conversão ruim.

4 Simulação do Retificador em Estudo

O retificador monofásico de meia onda com carga resistiva será simulado utilizando os softwares Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

4.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 4. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de diodo semicondutor. A fonte é para 9 V (eficazes), o que equivale a 12,72 V de pico e frequência de 60 Hz. O diodo é ideal. A carga é resistiva e tem resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 5. Note que o formato das mesmas condiz com o esperado pela análise do circuito. Na Tabela 1 apresentam-se os principais valores do circuito, calculados e simulados.

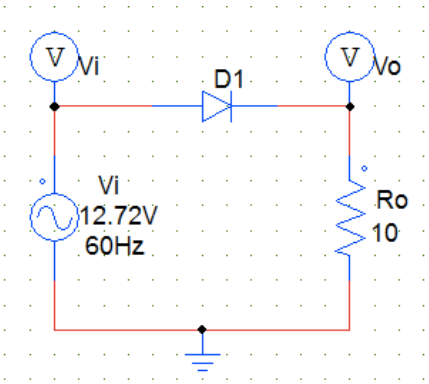


Figura 4 – Circuito simulado no Psim.

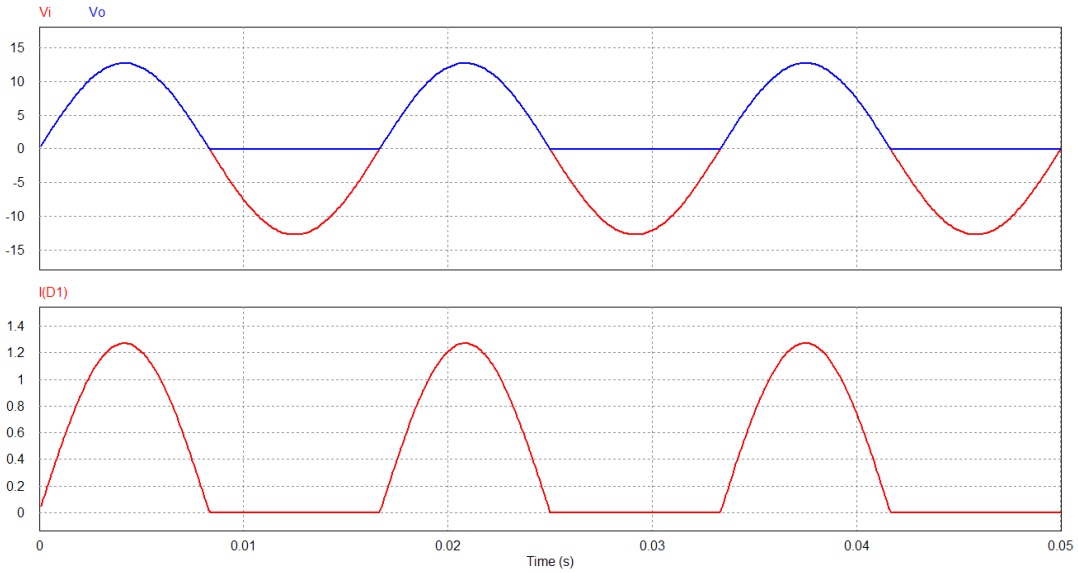


Figura 5 – Formas de onda da tensão de entrada, saída e corrente no circuito.

Tabela 1 – Resultados para o retificador de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	4,05 V	4,05 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,273 A	1,272 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,405 A	0,405 A
P_o	Potência média na carga	4,05 W	4,05 W

Para determinar a tensão de pico na carga, tensão média, corrente de pico e corrente média, são empregadas as expressões apresentadas anteriormente. Já para determinar a potência média deve-se ter atenção e utilizar:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = \frac{V_{pk}{}^2}{4 \cdot R_o} = \frac{12{,}73^2}{4 \cdot 10} = 4{,}05W\,.$$

4.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim é mostrado na Figura 6. Note que os componentes são reais, ou seja, o diodo possui um modelo específico para o circuito, que é o 1N4001. A fonte é para 9 V (eficazes) e frequência de 60 Hz. A carga é resistiva e tem resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 µs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 7. Note que agora se percebe claramente a queda de tensão apresentada pelo diodo, que faz com que a tensão de saída seja menor. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 2. Note que a potência diminuiu na carga, visto a tensão média ter diminuido.

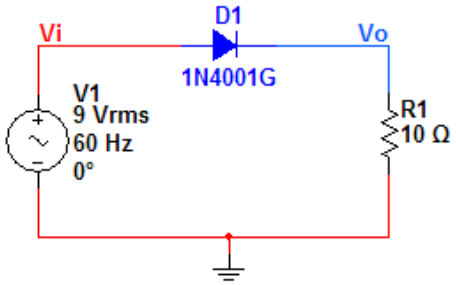


Figura 6 – Circuito simulado no Multisim.

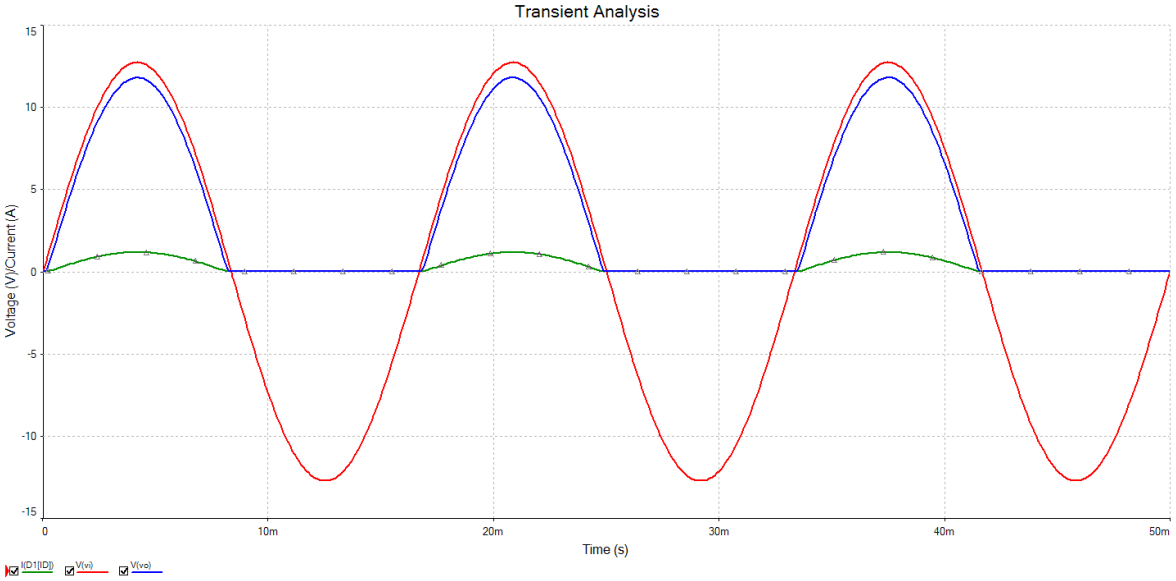


Figura 7 – Formas de onda da tensão de entrada, saída e corrente no circuito.

Os simuladores Psim e Multisim permitem que se realize operações matemáticas com as grandezes calculadas. Assim, a potência instantânea pode ser calculada multiplicando-se a tensão

na carga pela corrente do circuito. Ao tomar seu valor médio (*average*) se obtém a potência média na carga em Watts. Na Figura 8 mostram-se as formas de onda da potência instantânea na carga e o cálculo de seu valor médio. A potência sobre o diodo pode ser determinada da mesma maneira.

Tabela 2 – Resultados para o retificador de meia onda sem diodo de roda-livre.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	11,8 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	4,05 V	3,63 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,273 A	1,18 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,405 A	0,363 A
P_o	Potência média na carga	4,05 W	3,39 W

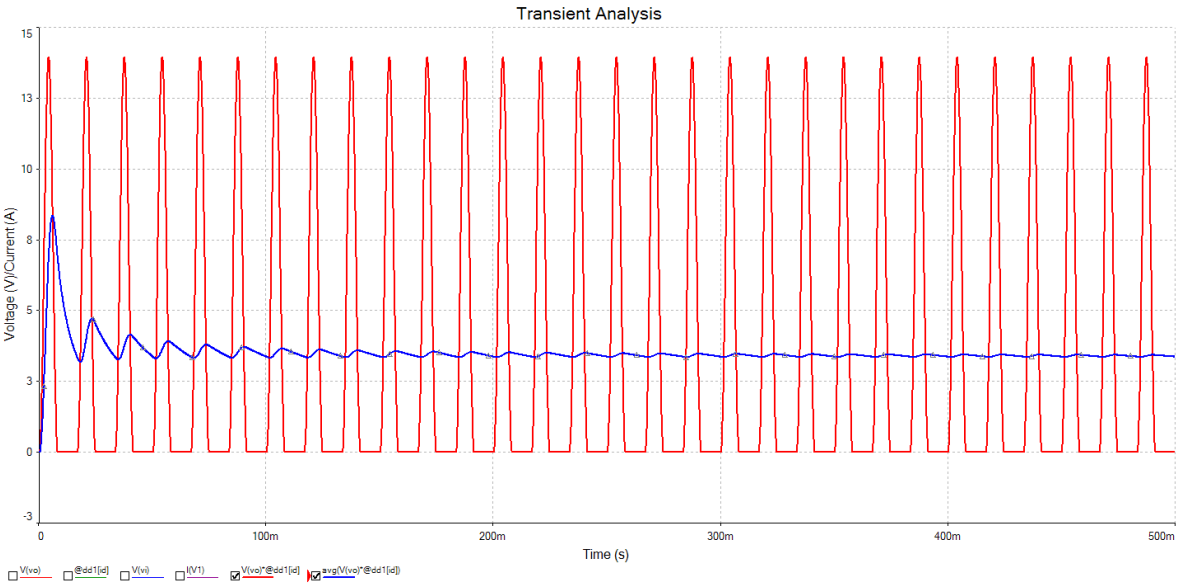


Figura 8 – Formas de onda da potência instantânea e média na carga.

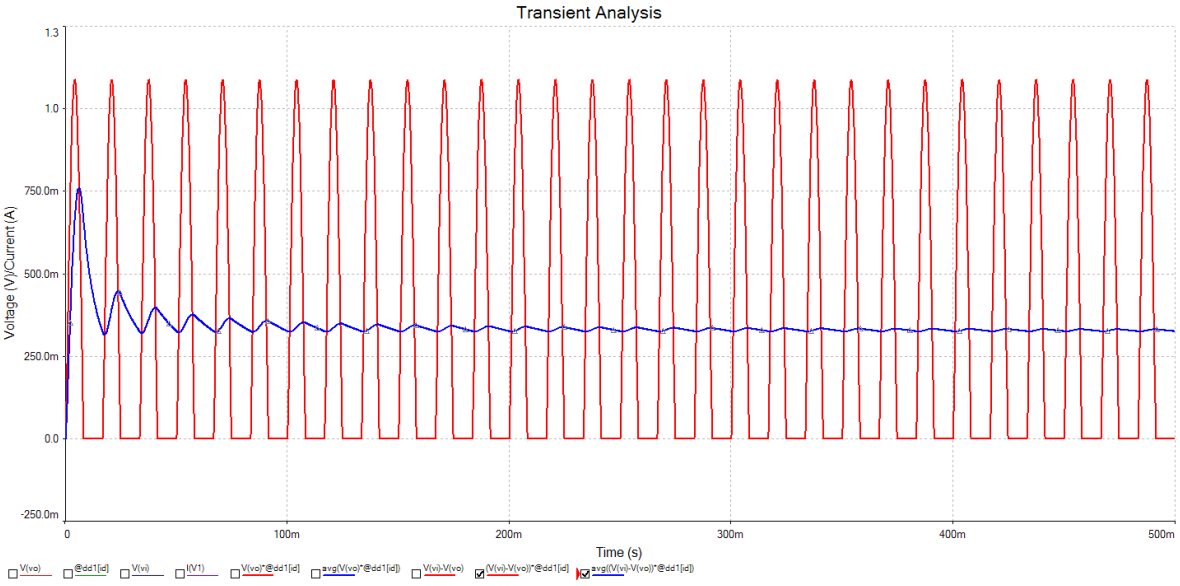


Figura 9 – Formas de onda da potência instantânea e média no diodo.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o diodo é ideal e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo.

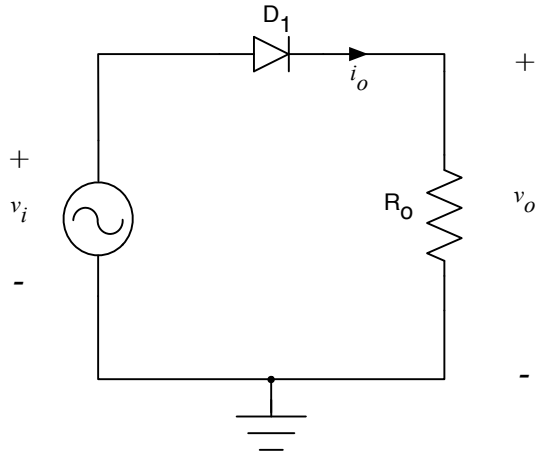


Figura 10 – Circuito para exercício resolvido 01.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V \, .$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{V_{pk}}{\pi} = \frac{16{,}97}{\pi} = 5{,}40V \, .$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{V_{pk}}{2} = \frac{16{,}97}{2} = 8{,}48V \, .$$

As correntes no circuito serão idênticas às da carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o} = \frac{16{,}97}{5} = 3{,}39\,A \, .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{5{,}4}{5} = 1{,}08\,A \, .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{8,48}{5} \cong 1,7\,A\,.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = \frac{V_{pk}{}^2}{4 \cdot R_o} = \frac{16,97^2}{4 \cdot 5} = 14,40W\,.$$

A tensão reversa no diodo é:

$$V_{D1(RRM)} = V_{pk} = 16,97V\,.$$

As perdas no diodo serão nulas, visto o mesmo ser ideal.

ER 02) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o diodo é o 1N5400 e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo.

Neste caso deve-se consultar a folha de dados do diodo para identificar sua queda de tensão direta, que é dada por:

$$V_F = 1,2V \;@\; I_F = 3\,A\,.$$

Todavia, este valor é para a corrente de 3 A. Como no circuito em questão, considerando o exercício resolvido 01 (ER 01), a corrente será da ordem 1 A, então é melhor consultar a folha de dados, para se obter uma queda de tensão média, correspondente à corrente média do circuito.

Avaliando a curva da Figura 11, nota-se que para uma corrente da ordem de 1 A, a queda de tensão será da ordem de 0,8 V.

Assim, a tensão de pico na saída será menor do que a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} - V_F = V_{pk} - V_F = \sqrt{2} \cdot 12 - 0,8 = 16,17V\,.$$

As tensões média e eficaz na carga serão:

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{16,17}{\pi} = 5,15V .$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{16,17}{2} = 8,08V .$$

As correntes serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{16,17}{5} = 3,23A .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{5,15}{5} = 1,03A .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{8,08}{5} = 1,62A .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 1,62^2 = 13,12W .$$

A tensão reversa no diodo é:

$$V_{D1(RRM)} = V_{pk} = 16,97V .$$

A potência dissipada pelo diodo será:

$$P_D = V_F \cdot I_F = 0,8 \cdot 1,03 = 0,82W .$$

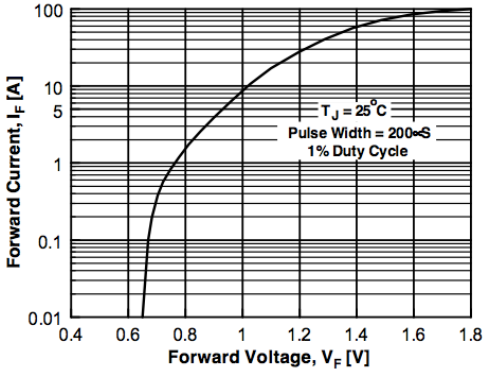


Figura 11 – Curva do diodo 1N5400.

Fonte: http://www.micropik.com/PDF/1N5400_8.pdf. Acesso em: 03/09/2013.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o diodo é ideal e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o diodo é o 1N5402 e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo;
- O rendimento do circuito.

EP 03) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 06) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 07) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados. Comente sobre a queda de tensão direta que foi considerada de 0,8 V para calcular as grandezas do circuito. Este valor é observado no simulador?

EP 09) Faça o cálculo térmico para o exemplo resolvido 02 (ER 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 10) Faça o cálculo térmico para o exemplo proposto 02 (EP 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 11) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com uma tensão na fonte maior do que a tensão reversa suportada pelo diodo. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) de meia onda com carga resistiva pura.

Em síntese, objetiva-se:

- Simular retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva;
- Analisar retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva;
- Entender o funcionamento dos circuitos retificadores;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

6.2 Retificador de Meia Onda com Carga Resistiva

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 12. A tensão da fonte de alimentação (v_i) será de 21,1 V de pico. O resistor de carga (R_o) será de 10 Ω. O diodo D_1 será ideal.

Anote os valores simulados e calculados na Tabela 3.

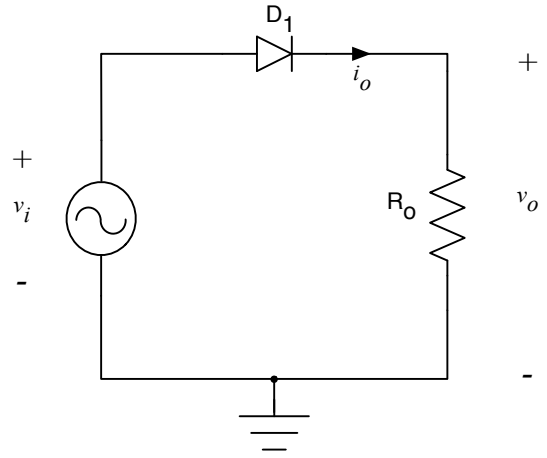


Figura 12 – Circuito do retificador de meia onda.

Tabela 3 – Resultados para o retificador de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga		
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga		
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga		
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga		
P_o	Potência média na carga		

6.3 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda da tensão de entrada e de saída do retificador.
2) Os resultados obtidos na simulação condizem com os valores calculados?
3) Se o diodo D_1 fosse substituído por um diodo real, ocorre alteração na tensão de saída?
4) Determine o valor eficaz da tensão de saída.
5) Determine o valor eficaz da corrente de saída.

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

Capítulo 6

Retificadores Monofásicos de Meia Onda com Carga Resistiva-Indutiva

Meta deste capítulo

Estudar os conversores ca-cc monofásicos operando com carga resistiva-indutiva.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores de onda completa com carga resistiva.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2013 (revisado em março de 2020).

1 Introdução

O capítulo anterior desta apostila versou sobre os retificadores monofásicos não-controlados operando com carga puramente resistiva. Neste capítulo serão estudados os mesmos retificadores, mas agora operando com carga mista, ou seja, resistiva-indutiva.

A alteração da carga confere novas características ao conversor em estudo, modificando as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O cálculo dos valores médios será realizado de modo diferente, sendo necessário consultar um gráfico (ábaco) para se obter alguns parâmetros importantes do circuito.

As cargas com características resistiva-indutivas são muito comuns, pois um motor é justamente este tipo de carga. Um exemplo de motor de corrente contínua de baixa tensão (24 V) é mostrado na Figura 1. Deste modo, circuitos para acionamento de motores de corrente contínua a partir da rede de energia alternada são exemplos típicos de retificadores operando com carga mista.

Assim, neste capítulo será apresentado o funcionamento do retificador, suas formas de onda, equacionamento, simulação, exercícios resolvidos e propostos e por fim atividades de laboratório.

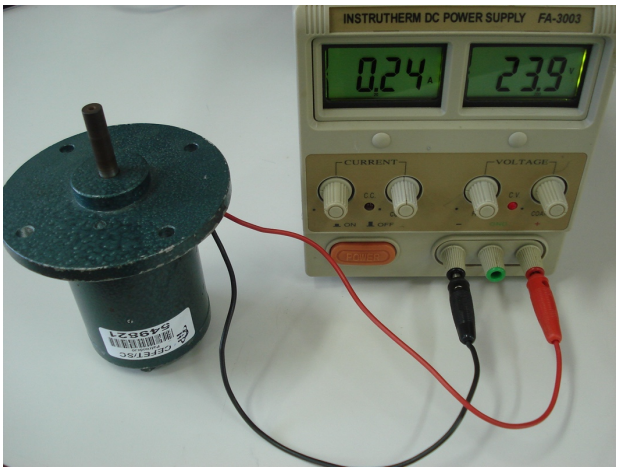


Figura 1 – Exemplo de motor de corrente contínua.

2 Retificador Monofásico de Meia Onda – Carga RL

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de meia onda com carga mista resistiva-indutiva é um circuito simples, conforme pode ser observado na Figura 2. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o diodo retificador é D_1 e a carga é formada pela resistência R_o e pela indutância L_o.

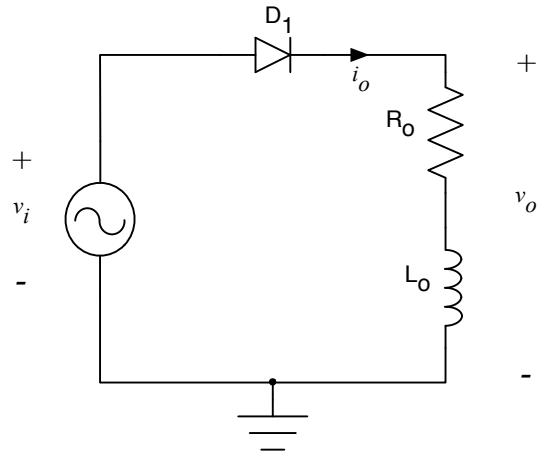


Figura 2 – Retificador monofásico de meia onda com carga resistiva-indutiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, o diodo conduz e a tensão de entrada é aplicada na carga. A corrente flui da fonte para a carga, mas com atraso devido à presença da indutância na carga. Esta etapa dura até a corrente no indutor se anular, o que ocorre no instante β. Note que a tensão na carga atinge valores negativos;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após o instante β, o diodo está bloqueado e a tensão na carga é zero.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e parte do semiciclo negativo. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 3.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o diodo é ideal. No entanto, a tensão de saída atinge valores negativos, pois o diodo continua a conduzir mesmo após a passagem por zero. A corrente, atrasada em relação à tensão, se anula no instante β.

A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva-indutiva e a presença do indutor altera seu valor de pico (I_{pk}) e seu formato, deixando sua variação mais suave em comparação com o circuito com carga puramente resistiva.

Por sua vez, a tensão reversa no diodo possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

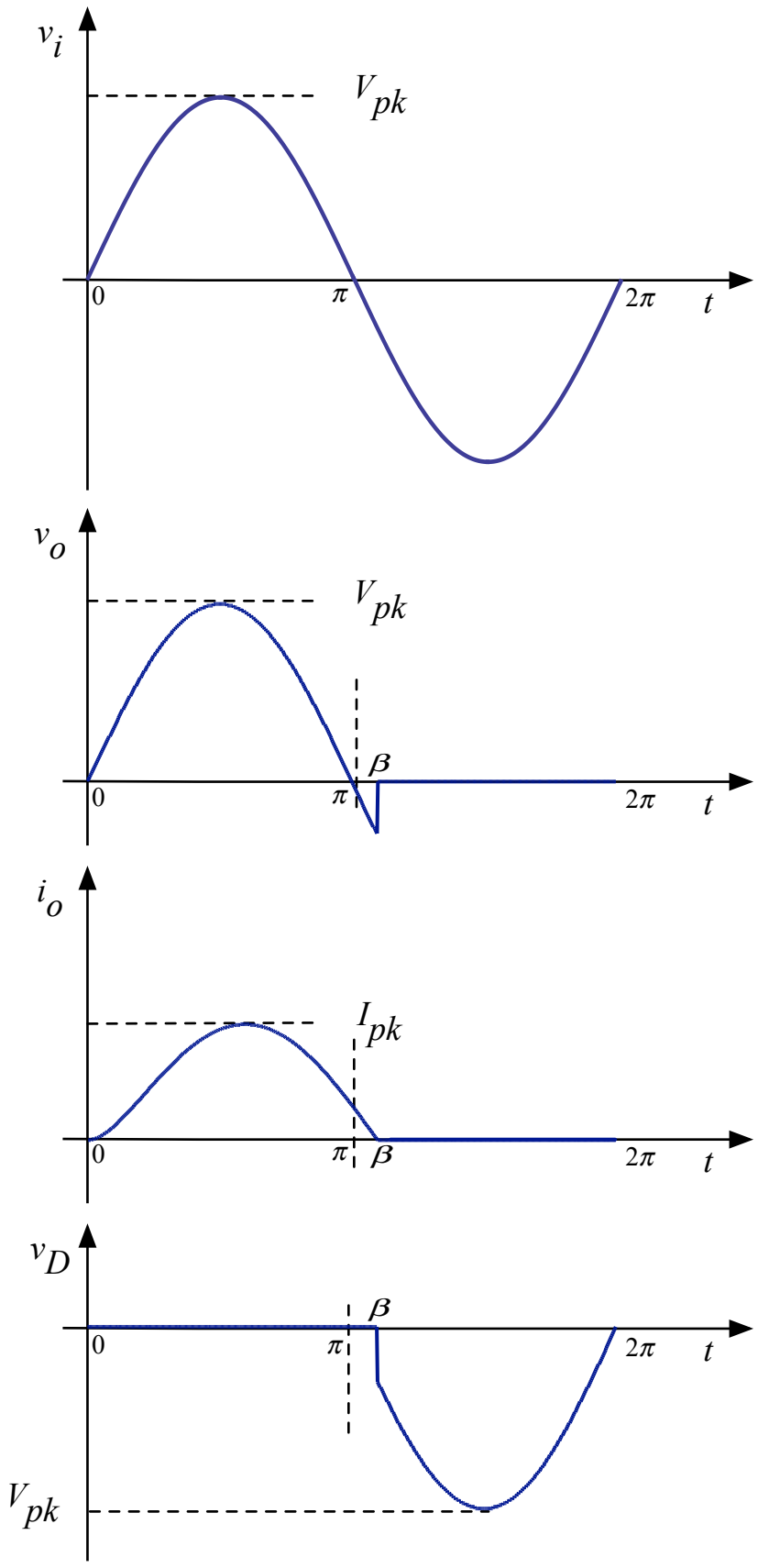


Figura 3 – Principais formas de onda do retificador monofásico de meia onda com carga resistiva-indutiva.

3 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito, os esforços nos diodos, fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica.

3.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 3 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{2\pi} \cdot \left(1 - \cos(\beta)\right) = \frac{V_{pk}}{2\pi} \cdot \left(1 - \cos(\beta)\right).$$

Para se determinar o ângulo β é necessário consultar a Figura 4. Assim, deve-se determinar o ângulo da carga (Φ) como:

$$\tan(\phi) = \frac{\omega \cdot L_o}{R_o},$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L_o}{R_o}\right).$$

A partir daí, com o valor de Φ pode consultar o ábaco (Figura 4) e obter o valor de β. Note que β pode assumir valores maiores que 180º e menores que 360º.

$$180^o \le \beta \le 360^o.$$

A tensão eficaz na saída é obtida por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta}\left(V_{o(pk)}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta}\left(V_{pk}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt}\ ;$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2}\cdot\sqrt{\frac{\beta-\cos(\beta)\cdot \text{sen}(\beta)}{\pi}} = \frac{V_{pk}}{2}\cdot\sqrt{\frac{\beta-\cos(\beta)\cdot \text{sen}(\beta)}{\pi}}\ .$$

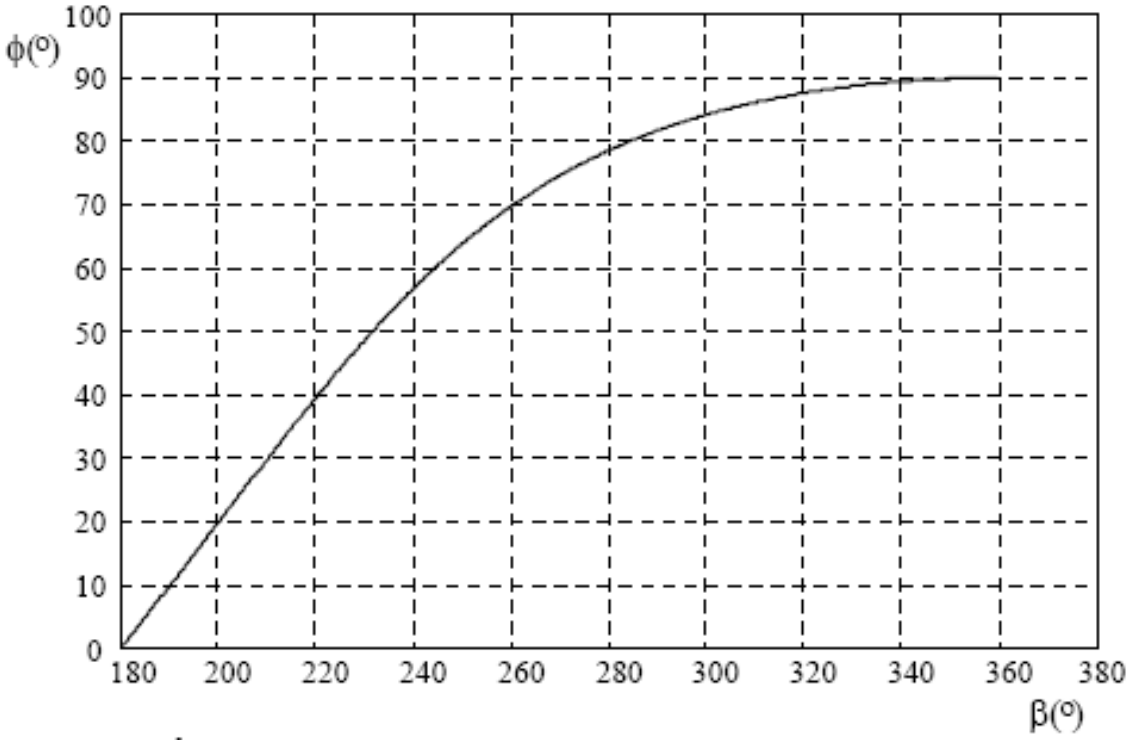


Figura 4 – Gráfico da curva que relaciona os ângulo Φ e β.

Fonte: (Barbi, 2005).

3.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{V_{pk}}{Z_o}\ .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}\ .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o}\cdot I_{ef}\ .$$

Onde a corrente eficaz parametrizada (I_{ef}) é obtida de Figura 5 e a impedância da carga é:

$$Z_o = \sqrt{R_o^{\,2} + \left(\omega\cdot L_o\right)^2}\ .$$

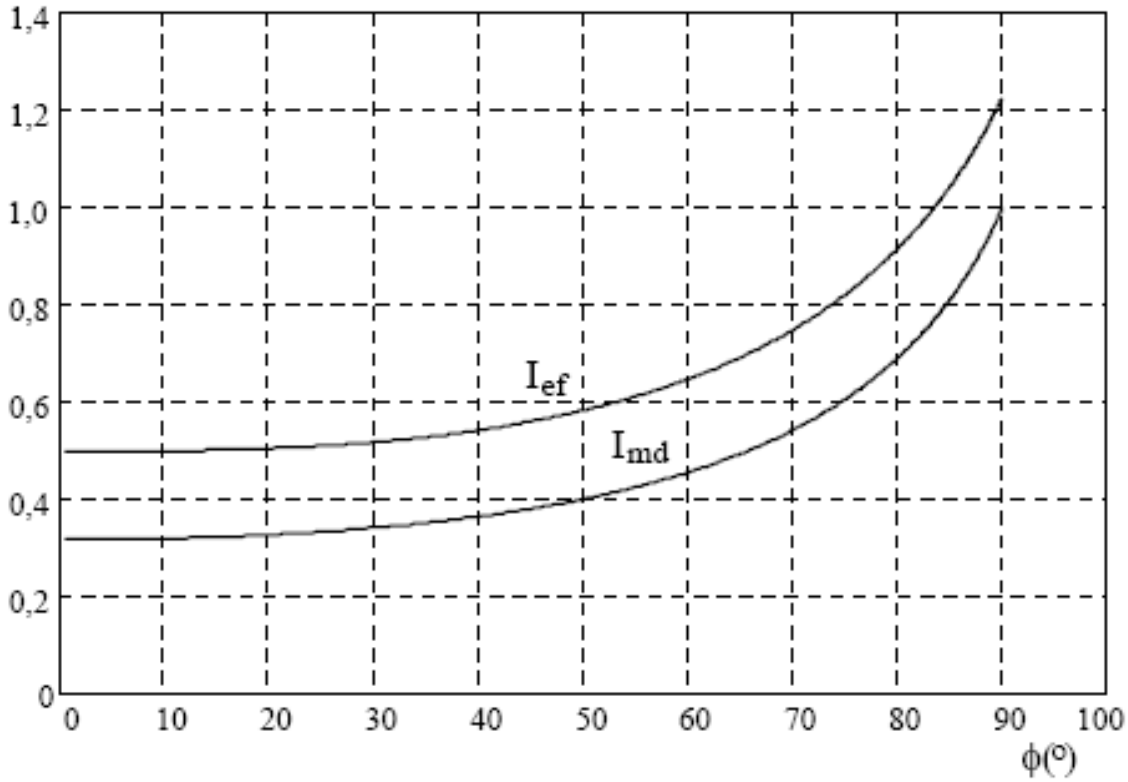


Figura 5 – Gráfico da curva que relaciona o ângulo Φ e as correntes média e eficaz.

Fonte: (Barbi, 2005).

3.3 Esforços de Corrente e Tensão no Diodo

A tensão reversa máxima no diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$V_{D1(RRM)} = V_{pk}$.

Já as correntes no diodo são iguais às da carga:

$I_{D1(pk)} = I_{o(pk)}$.

$I_{D1(med)} = I_{o(med)}$.

$I_{D1(ef)} = I_{o(ef)}$.

3.4 Fator de Potência da Estrutura

Em virtude da corrente eficaz ser dependente do ângulo de condução do diodo (β) torna-se complicado determinar a potência aparente na entrada e por conseguinte, o fator de potência da estrutura. Por isso, este estudo não será apresentado aqui.

3.5 Fator de Conversão da Estrutura

Do mesmo modo que para o fator de potência, o fator de conversão também é dependente do ângulo de condução do diodo, por isso também não será apresentado aqui.

4 Retificador Monofásico de Meia Onda com Diodo de Roda-Livre – Carga RL

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de meia onda com diodo de roda-livre com carga mista resistiva-indutiva é mostrado na Figura 6. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o diodo retificador é D_1 e o diodo de roda-livre é o D_2, a carga é formada pela resistência R_o e pela indutância L_o.

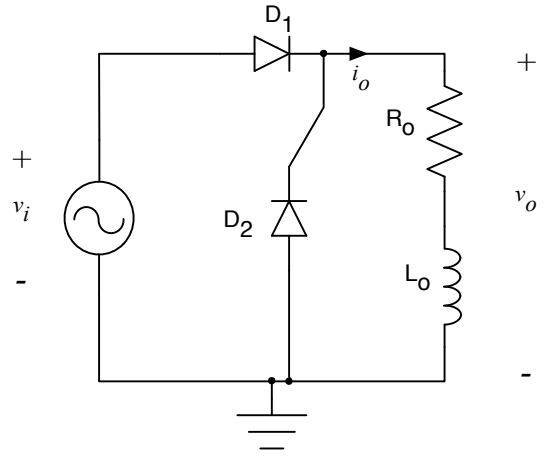


Figura 6 – Retificador monofásico de meia onda com diodo de roda-livre e carga resistiva-indutiva.

Este conversor pode ter duas ou três etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, o diodo conduz e a tensão de entrada é aplicada na carga. A corrente flui da fonte para a carga pelo diodo D_1, mas com atraso devido à presença da indutância na carga;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, na passagem por zero, a corrente não é nula, mas o diodo D_2 é polarizado diretamente, entrando em condução e assumindo toda a corrente da carga. O diodo D_1 bloqueia forçadamente. A corrente da carga, circulando em roda-livre por D_2, começa a diminuir, podendo se tornar nula antes do novo ciclo (360º). Neste caso haverá um ângulo β e a terceira etapa (a seguir). Se a corrente não zerar antes do novo ciclo, então D_2 não deixará de conduzir e não se tem a terceira etapa;

3ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i > 0$, a corrente será nula,

caso o valor da indutância seja pequeno. O diodo D_2 deixou de conduzir no instante β, que tem valor maior que 180º e menor que 360º.

A tensão de saída terá apenas valores positivos, pois agora o diodo D_2 não permitirá que a tensão na carga assuma valores negativos. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 8.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o diodo é ideal. A corrente, atrasada em relação à tensão, se anula no instante β, caracterizando a presença da terceira etapa.

A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva-indutiva e a presença do indutor altera seu valor de pico (I_{pk}) e seu formato, deixando sua variação mais suave em comparação com o circuito com carga puramente resistiva.

Por sua vez, a tensão reversa no diodo possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Se a indutância for grande, levando a grande reatância indutiva, comparativamente com a resistência do circuito, então a corrente pode assumir formato praticamente contínuo, como mostrado na Figura 7. Neste caso algumas simplificações na análise do circuito podem ser consideradas. A diferença entre o valor máximo da corrente (I_{max}) e seu valor mínimo (I_{min}) é denominada de ondulação (*ripple*) de corrente:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} .$$

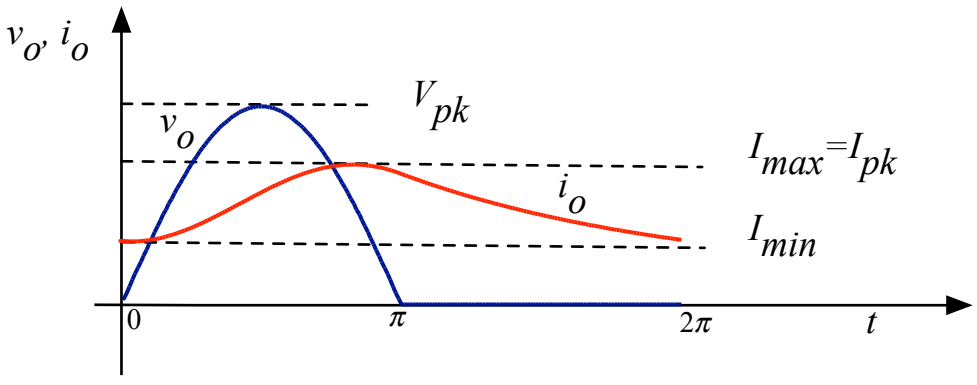


Figura 7 – Forma de onda da corrente na carga, se a indutância for grande.

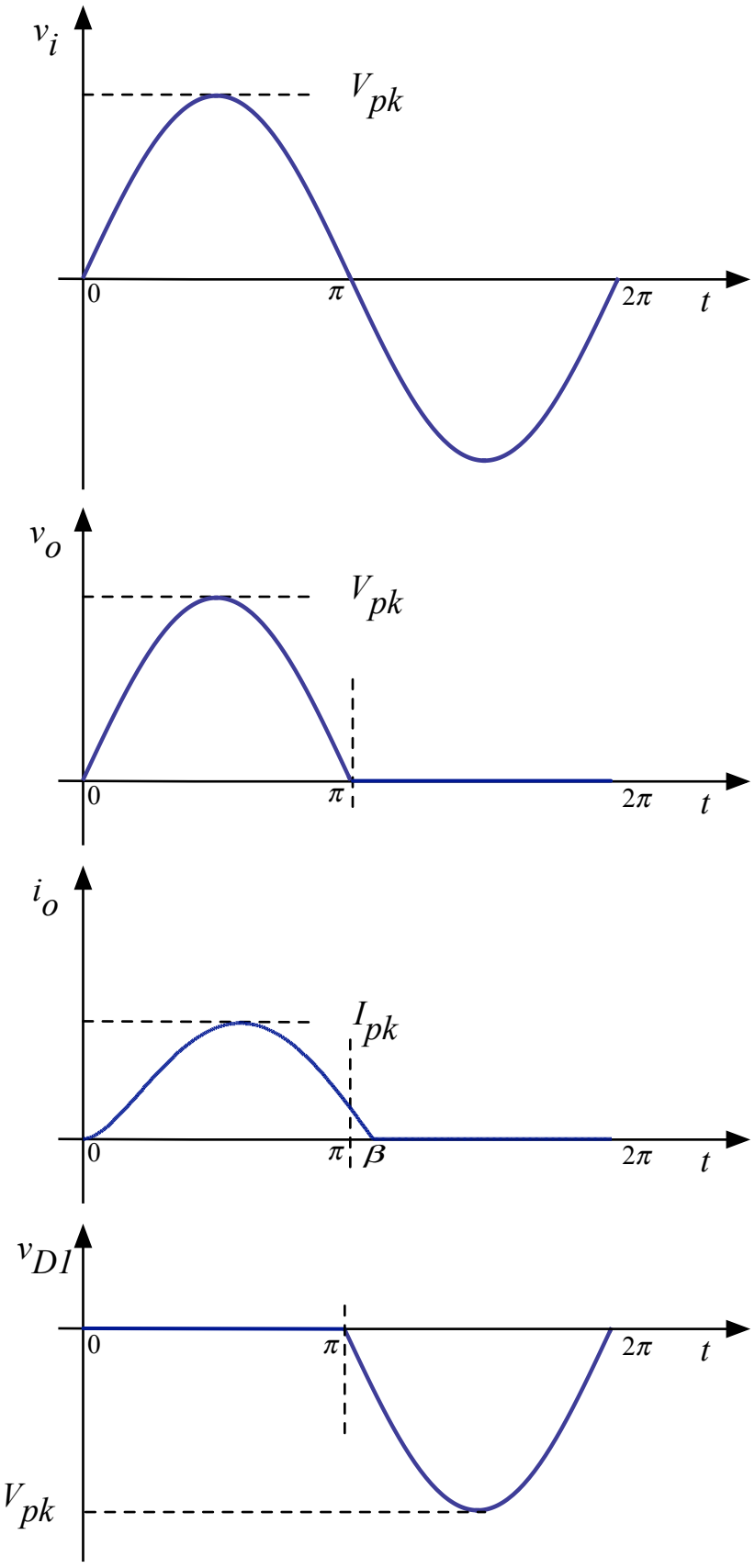


Figura 8 – Principais formas de onda do retificador monofásico de meia onda com diodo de roda-livre e carga resistiva-indutiva. Neste caso a indutância é pequena, levando a um pequeno valor de β.

5 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito, os esforços no diodo, fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica.

5.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 8 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio é eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{V_{pk}}{\pi}.$$

A tensão eficaz na saída é obtida por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \left(V_{o(pk)} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \left(V_{pk} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt};$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{V_{pk}}{2}.$$

5.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{V_{pk}}{Z_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

A corrente eficaz pode ser aproximada pela relação a seguir, desde que a indutância seja grande, fazendo com que a corrente tenha pouca ondulação.

$$I_{o(ef)} \approx I_{o(med)}.$$

5.3 Esforços de Corrente e Tensão no Diodo

A tensão reversa máxima nos diodos D_1 e D_2 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D1(RRM)} = V_{D2(RRM)} = V_{pk}.$$

Já as correntes nos diodos são aproximadamente, para carga fortemente indutiva:

$$I_{D1(pk)} = I_{D2(pk)} = I_{o(pk)}.$$

$$I_{D1(med)} = I_{D2(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}.$$

$$I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}.$$

5.4 Fator de Potência da Estrutura

A fim de realizar o estudo para determinar o fator de potência do retificador com diodo de roda-livre, será considerado que a carga é predominantemente indutiva, ou seja, que:

$$X_{Lo} \gg R_o;$$

$$\omega \cdot L_o \gg R_o.$$

O circuito emprega transformador isolador, conforme mostrado na Figura 9. As principais formas de onda deste circuito são mostradas na Figura 10.

Valem as seguintes relações para o circuito da Figura 10, considerando uma relação de transformação unitária para o transformador:

$$V_{i(med)} = V_{p(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = V_{p(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}};$$

$$V_{s(ef)} = \frac{V_{p(ef)}}{N} = \frac{V_{p(ef)}}{1} = V_{p(ef)};$$

$$i_p = i_s \cdot N = i_s \cdot 1 = i_s$$

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{v_p}{v_s} = 1.$$

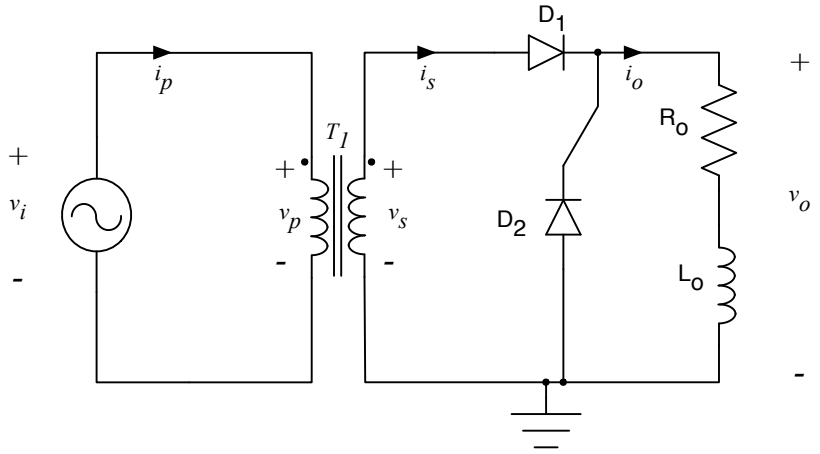


Figura 9 – Circuito do retificador com transformador e diodo de roda-livre.

Observa-se pela Figura 10, que a corrente na carga é considerada contínua pura, ou seja, sem ondulação. Por isso, a corrente de pico, eficaz e média na carga é idêntica:

$$i_o = I_o = I_{o(pk)} = I_{o(med)} = I_{o(ef)}.$$

Assim, cada diodo conduz por um semiciclo e sua corrente tem forma de onda quadrada. Portanto seu valor médio é a metade da corrente de carga:

$$I_{D1(med)} = I_{D2(med)} = \frac{I_o}{2}.$$

Já seu valor eficaz será:

$$I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}.$$

Note que a corrente no secundário, que é igual a do diodo D_1, possui valor médio. Esta corrente pelo lado primário do transformador não terá valor médio, pois um transformador não induz corrente contínua de um enrolamento para outro.

$$i_{p(pk)} = i_{p(ef)} = \frac{I_o}{2};$$

$$i_{p(med)} = 0.$$

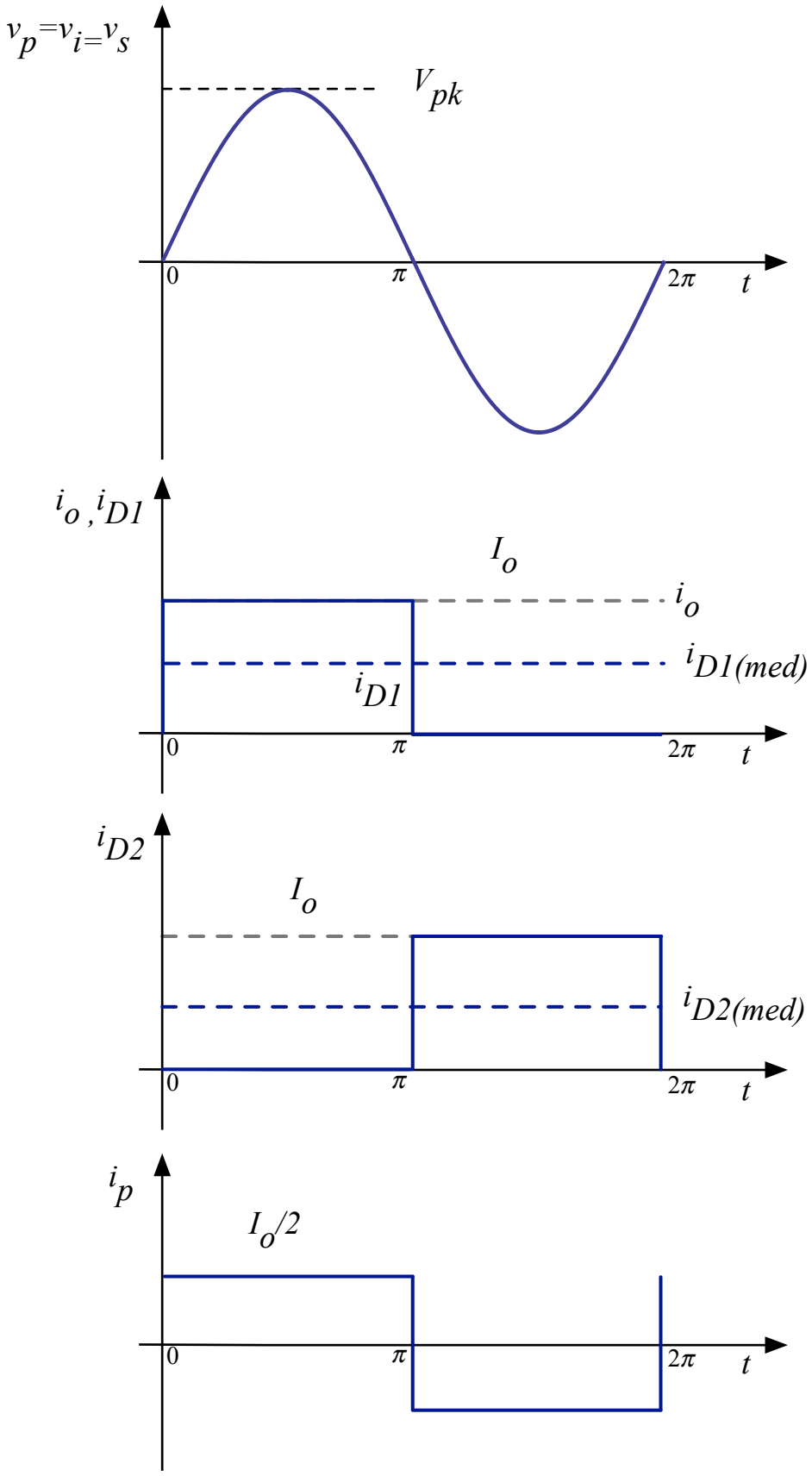


Figura 10 – Principais formas de onda do circuito em estudo.

Lembrando que para se obter o fator de potência da estrutura, necessita-se da potência ativa e da potência aparente. Considerando que os componentes são ideais (sem perdas), e escrevendo as potências em termos de valores médios, então:

$$P_o = v_{o(med)} \cdot i_{o(med)} = v_{o(med)} \cdot I_o \ ;$$

Mas sabe-se que:

$$v_{o(med)} = \frac{v_{o(pk)}}{\pi} ;$$

Por sua vez, a potência aparente fornecida pela fonte será:

$$S_i = v_{i(ef)} \cdot i_{i(ef)} = v_{i(ef)} \cdot i_{p(ef)} = v_{i(ef)} \cdot \frac{I_o}{2} \ ;$$

Usando:

$$v_{i(pk)} = v_{p(pk)} = v_{s(pk)} \cdot N = v_{s(pk)} \cdot 1 = v_{s(pk)} = v_{o(pk)} = v_{o(med)} \cdot \pi ;$$

$$S_i = \frac{v_{o(med)} \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{2} = 1{,}11 \cdot v_{o(med)} \cdot I_o ;$$

Assim:

$$S_i = 1{,}11 \cdot P_o ;$$

Portanto:

$$FP = \frac{P_o}{S_i} = \frac{1}{1{,}11} = 0{,}9 .$$

5.5 Fator de Conversão da Estrutura

O fator de conversão da estrutura será a relação entre a potência no lado secundário do transformador e a potência na saída, como segue:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} .$$

A potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) será:

$$P_{CC} = P_o = v_{o(med)} \cdot i_{o(med)} = v_{o(med)} \cdot I_o ;$$

Já a potência no lado secundário do transformador será:

$$P_{CA} = v_{s(ef)} \cdot i_{s(ef)} = \frac{v_{s(pk)}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{v_{s(pk)} \cdot I_o}{2};$$

Mas sabe-se que:

$$v_{s(pk)} = v_{o(pk)} = v_{o(med)} \cdot \pi ;$$

Então:

$$P_{CA} = \frac{v_{o(med)} \cdot \pi \cdot I_o}{2} = 1{,}57 \cdot v_{o(med)} \cdot I_o ;$$

Portanto:

$$FC = \frac{P_{CC}}{1{,}57 \cdot v_{o(med)} \cdot I_o} = \frac{P_{CC}}{1{,}57 \cdot P_{CC}} = \frac{1}{1{,}57} = 0{,}637 .$$

Em outras palavras, isso significa que apenas 63,7% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}637 \simeq 1{,}57$ vezes a potência desejada na saída. Assim, o transformador da Figura 9 deverá ter 1,57 VA para cada 1 W desejado na carga. Mesmo sendo uma relação melhor do que o circuito estudado no capítulo anterior, quando este valor era de aproximadamente 3,5 vezes, ainda se tem uma conversão ruim.

6 Simulação do Retificador em Estudo

O retificador monofásico de meia onda com carga mista será simulado utilizando os softwares Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

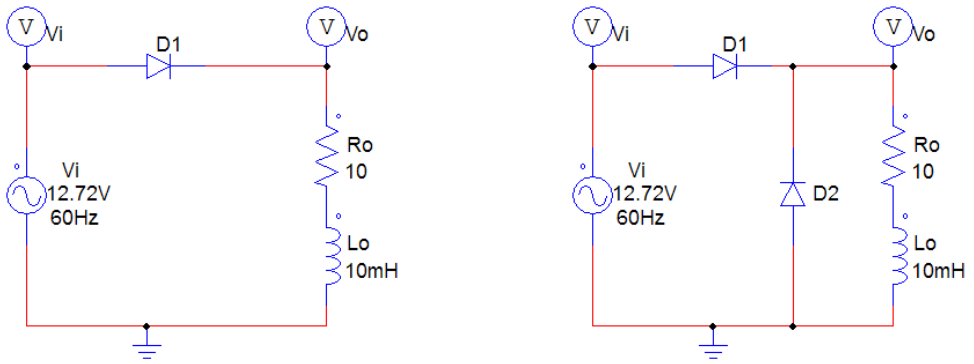
6.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

Os circuitos simulados no Psim estão mostrados na Figura 11, onde se tem o retificador

sem e com diodo de roda-livre. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de diodo semicondutor. A fonte é para 9 V (eficazes), o que equivale a 12,72 V de pico e frequência de 60 Hz. Os diodos são ideais. A carga é mista com uma resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 µs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 12. Note que o formato das mesmas condiz com o esperado pela análise do circuito. Na Tabela 1 apresentam-se os principais valores do circuito, calculados e simulados.

O ângulo da carga é determinado como sendo de 20,65º, levando a um β = 200 º. Assim, pode-se determinar as grandezas conforme as expressões dadas anteriormente e preencher a Tabela 1 adequadamente. A impedância da carga é da ordem de 10,7 Ω.



Sem diodo de roda-livre Com diodo de roda-livre

Figura 11 – Circuitos simulados no Psim.

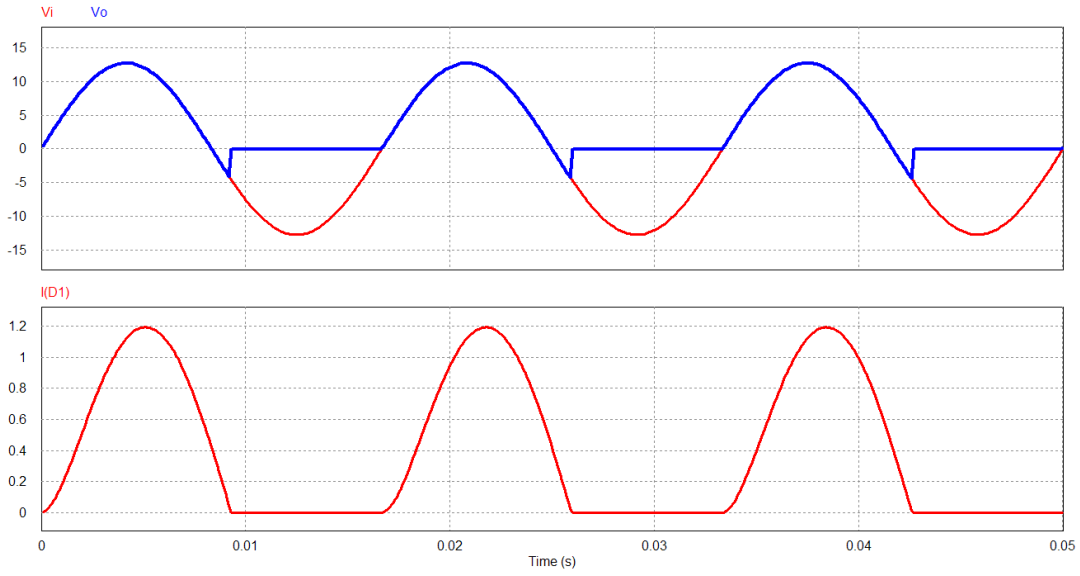


Figura 12 – Formas de onda da tensão de entrada, saída e corrente no circuito sem diodo de roda-livre.

Tabela 1 – Resultados para o retificador de meia onda sem diodo de roda-livre.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	3,93 V	3,92 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,191 A	1,193 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,393 A	0,392 A
P_o	Potência média na carga	3,538 W	3,629 W

Para determinar a potência média na carga precisa-se conhecer a tensão eficaz ou a corrente eficaz. Esta última pode ser obtida consultando o ábaco da Figura 5, obtendo-se:

$$I_{ef} \cong 0{,}5;$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} \cdot I_{ef} = \frac{12{,}73}{10{,}7} \cdot 0{,}5 = 0{,}595\,A;$$

$$P_o = R_o \cdot {I_{o(ef)}}^2 = 10 \cdot 0{,}595^2 = 3{,}538W\,.$$

A seguir simulou-se o retificador monofásico de meia onda com carga mista e diodo de roda-livre mostrado na Figura 11, obtendo-se as formas de onda mostradas na Figura 13.

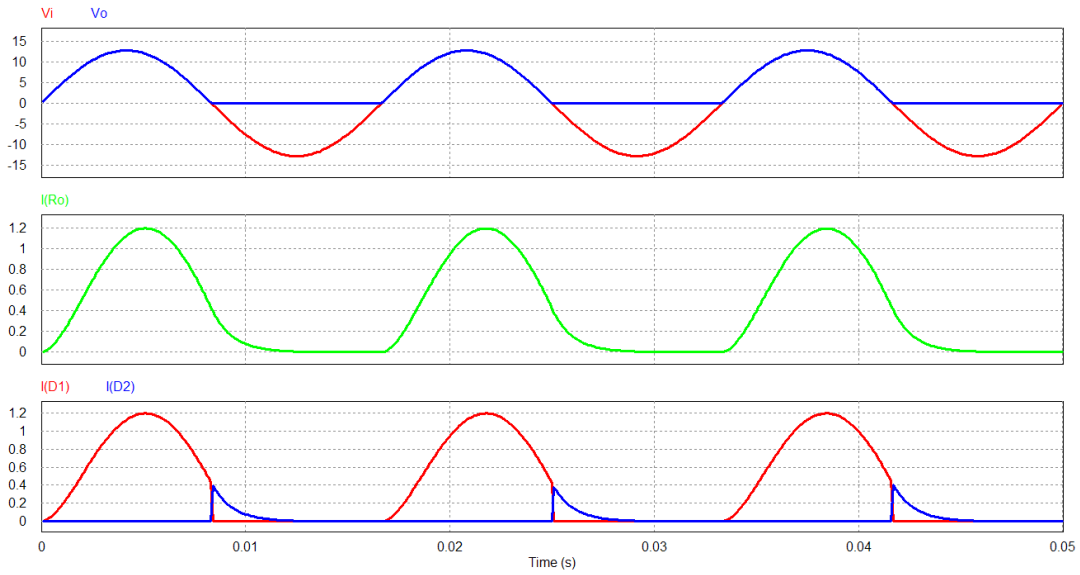


Figura 13 – Formas de onda da tensão de entrada, saída e corrente no circuito com diodo de roda-livre.

Tabela 2 – Resultados para o retificador de meia onda com diodo de roda-livre.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	4,05 V	4,05 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,19 A	1,193 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,405 A	0,405 A
P_o	Potência média na carga	3,58 W	3,04 W

Note pela Figura 13 que a corrente na carga é formada pela parcela que circula pelo diodo D_1 e a outra que circula pelo diodo de roda-livre D_2. É interessante observar que a comutação do diodo D_1 é forçada, ou seja, o fenômeno da recuperação reversa estará presente, como será visto na simulação com componentes reais.

Para determinar a potência média na carga precisa-se conhecer a tensão eficaz ou a corrente eficaz. Para valores pequenos de β, ou seja, próximos de 180º, pode-se considerar a corrente eficaz semelhante aquela determinada para a estrutura sem diodo de roda-livre, assim:

$$I_{ef} \cong 0{,}5;$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} \cdot I_{ef} = \frac{12{,}73}{10{,}7} \cdot 0{,}5 = 0{,}595\,A;$$

$$P_o = R_o \cdot {I_{o(ef)}}^2 = 10 \cdot 0{,}595^2 = 3{,}538W.$$

Note que este valor difere daquele encontrado por simulação, que é 3,04 W. Para se determinar a corrente eficaz real, deve-se empregar a seguinte expressão (Barbi, 2005):

$$I_{o(ef)} = \sqrt{{I_{o(med)}}^2 + {I_{o1}}^2 + {I_{o2}}^2 + \ldots {I_{on}}^2};$$

$$I_{o1} = \frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot \pi \cdot Z_1}; \qquad I_{o2} = \frac{2 \cdot V_{o(pk)}}{3 \cdot \pi^2 \cdot Z_2}; \qquad I_{on} = \frac{2 \cdot V_{o(pk)}}{(n-1) \cdot (n+1) \cdot \pi^2 \cdot Z_n}, n \neq 1;$$

$$Z_n = \sqrt{{R_o}^2 + n^2 \cdot \omega^2 \cdot {L_o}^2}.$$

Portanto:

$$Z_1 = \sqrt{10^2 + 1^2 \cdot 377^2 \cdot 0{,}01^2} = 10{,}687\,\Omega;$$

$$Z_2 = \sqrt{10^2 + 2^2 \cdot 377^2 \cdot 0{,}01^2} = 12{,}52\,\Omega;$$

$$I_{o1} = \frac{12{,}72}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}687} = 0{,}189\,A;$$

$$I_{o2} = \frac{2 \cdot 12{,}72}{3 \cdot \pi^2 \cdot 12{,}52} = 0{,}0686\,A;$$

$$I_{o(ef)} = \sqrt{0{,}405^2 + 0{,}189^2 + 0{,}0686^2} = 0{,}452\,A;$$

$$P_o = R_o \cdot {I_{o(ef)}}^2 = 10 \cdot 0{,}452^2 = 2{,}04W.$$

6.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 14. Note que os componentes são reais, ou seja, o diodo possui um modelo específico para o circuito, que é o 1N4001. A fonte é para 9 V (eficazes) e frequência de 60 Hz. A carga é mista e tem resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs). Note que foi adicionado um resistor em paralelo com a carga, de alto valor (1 kΩ). Isso é feito em virtude da presença do indutor, pois o simulador gera formas de onda errôneas sem a presença de um caminho alternativo para a corrente do indutor.

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 15. Note que agora se percebe claramente a queda de tensão apresentada pelo diodo, que faz com que a tensão de saída seja menor. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 3. Perceba que a potência diminuiu na carga, visto a tensão média ter diminuido.

É interessante observar na Figura 15 que a tensão na carga apresenta uma pequena oscilação quando o diodo de roda-livre cessa sua condução. Se não for utilizado o resistor R_{o1} em paralelo com a carga, esta oscilação se torna muito pronunciada.

Na Tabela 3, os valores calculados são para o circuito ideal, ou seja, não se levou em conta a queda de tensão no diodo. Isso foi feito para se ter uma comparação entre os valores do circuito ideal e os valores do circuito real. Nota-se que todas as amplitudes diminuiram, pois o diodo D_1 provoca uma queda de tensão direta da ordem de 1 V.

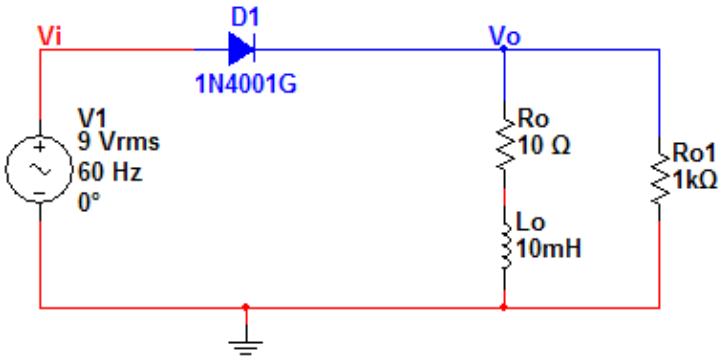


Figura 14 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 3 – Resultados para o retificador de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	11,79 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	3,93 V	3,73 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,191 A	1,11 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,393 A	0,38 A
P_o	Potência média na carga	3,538 W	3,32 W

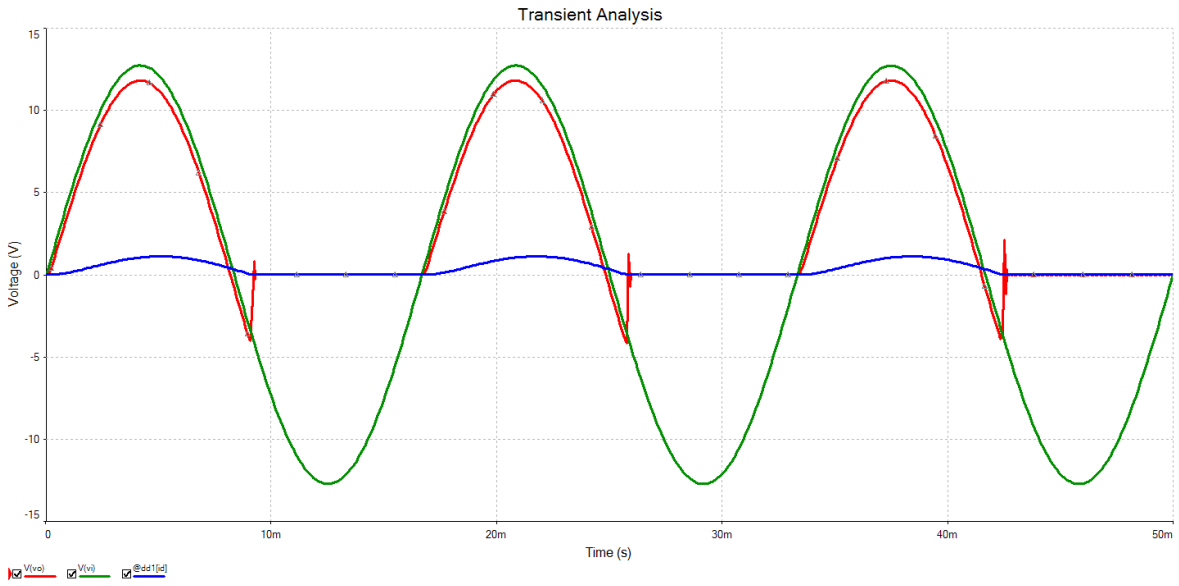


Figura 15 – Formas de onda da tensão de entrada, saída e corrente no circuito.

A seguir simulou-se o circuito com componentes reais e diodo de roda-livre, como mostrado na Figura 16. O interesse agora é observar a comutação dos diodos D_1 e D_2, principalmente no que se refere à recuperação reversa do diodo principal (D_1).

As formas de onda das correntes no circuito são mostradas na Figura 17. Note que a corrente na carga é formada pela composição da corrente no diodo D_1 e no diodo D_2.

Na Figura 18 mostra-se em detalhe a comutação de D_1 e D_2, onde se verifica que não ocorre recuperação reversa, pois o diodo D_1 deixa de conduzir gradualmente, enquanto D_2 assume sua corrente.

A potência instantânea processsada no diodo D_1 é mostrada na Figura 19 onde seu pico é da ordem de 1 W.

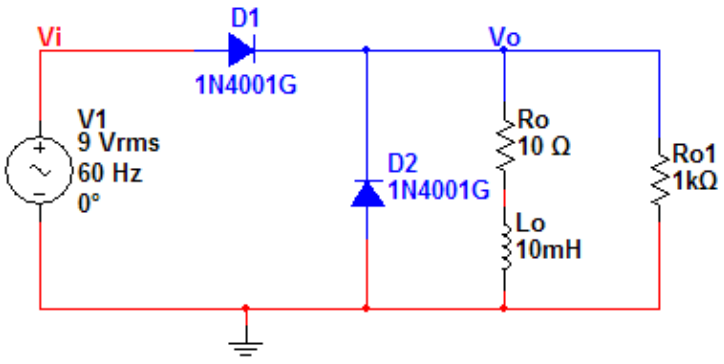


Figura 16 – Circuito simulado com diodo de roda-livre.

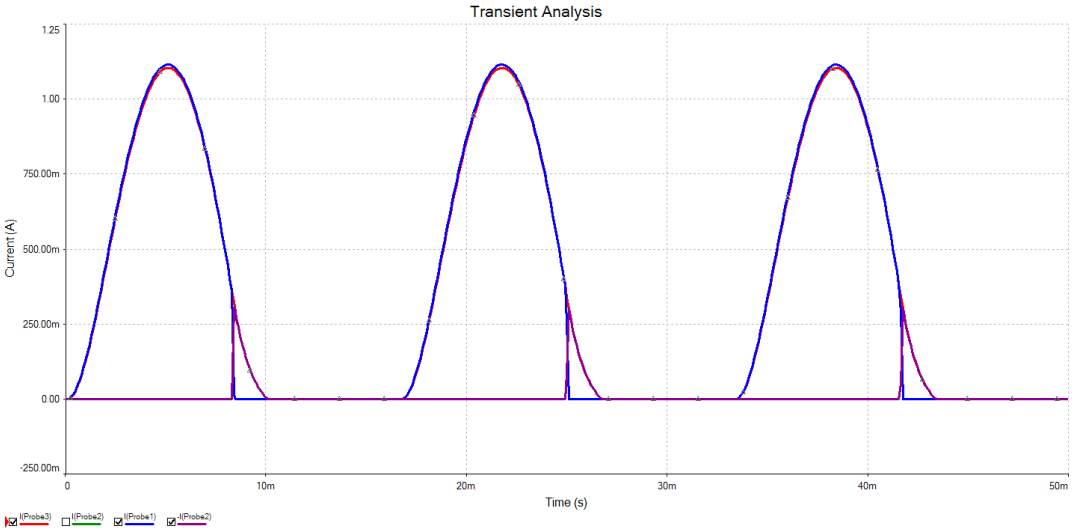


Figura 17 – Formas de onda das correntes nos diodos do retificador com diodo de roda-livre.

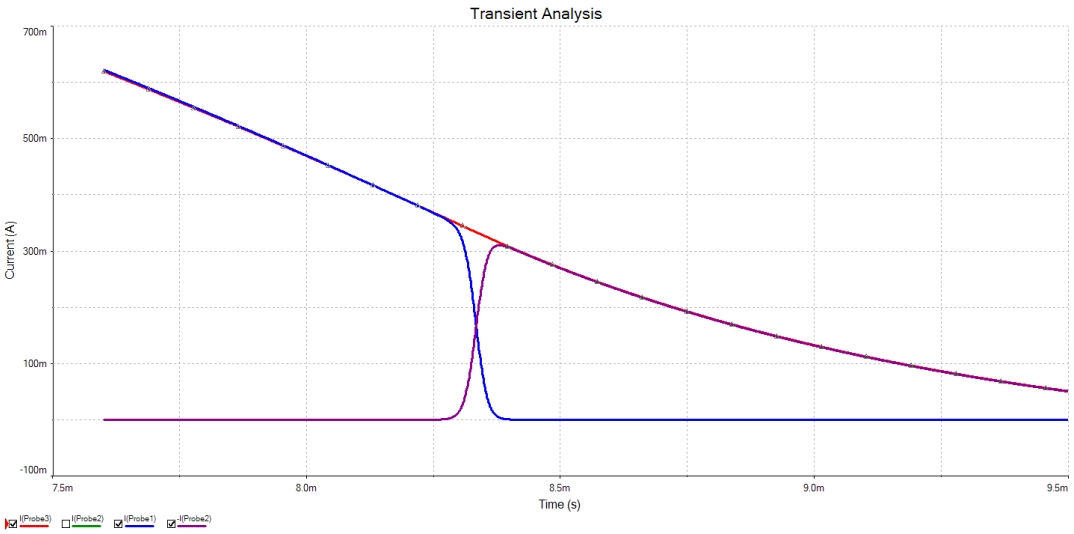


Figura 18 – Detalhe da comutação dos diodos D_1 e D_2.

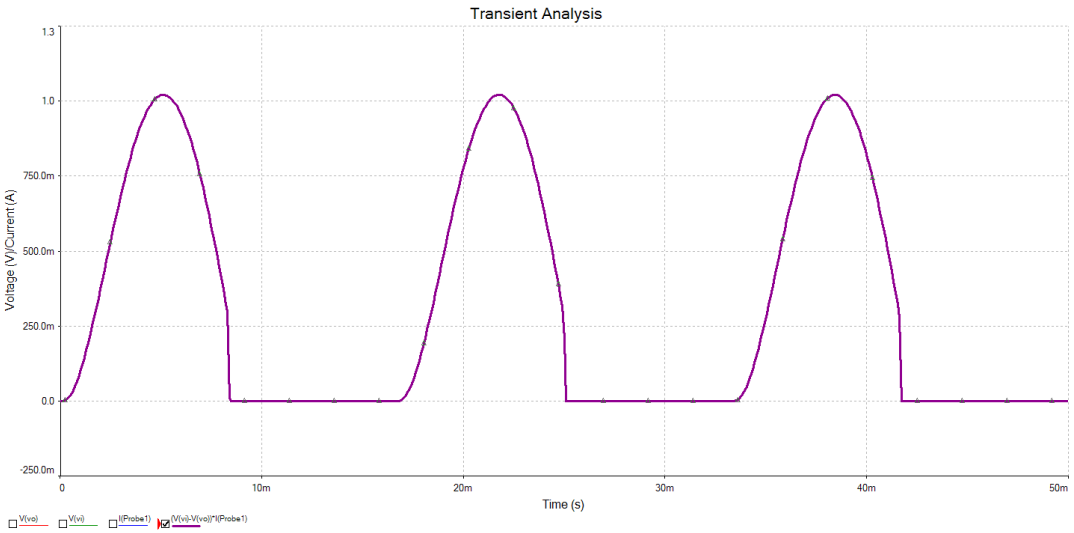


Figura 19 – Potência instantânea no diodo D_1.

7 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 20 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o diodo é ideal e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 20 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

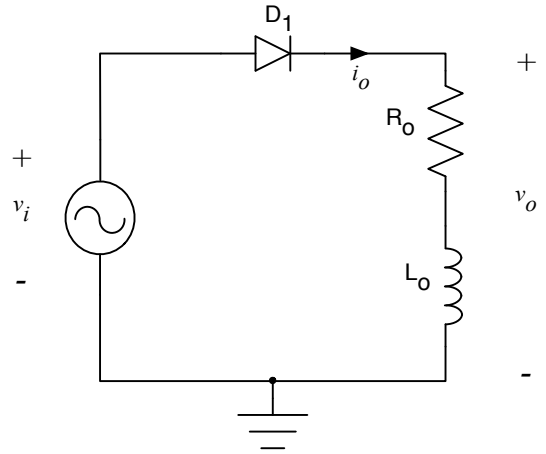


Figura 20 – Circuito para exercício resolvido 01.

Antes de determinar as tensões e correntes na carga é necessário determinar seus ângulos (Φ e β). Assim:

$$\phi = \tan^{1}\left(\frac{\omega \cdot L_o}{R_o}\right) = \tan^{1}\left(\frac{377 \cdot 20m}{5}\right) = 56{,}45^{o}\,.$$

Consultando o ábaco da Figura 4 se obtém:

$$\beta \simeq 240^{o}\,.$$

Portanto, as tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V\,.$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{pk}}{2\pi} \cdot \left(1 - \cos\left(\beta\right)\right) = \frac{16{,}97}{2\pi} \cdot \left(1 - \cos\left(240\right)\right) = 4{,}05V\,.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\beta - \cos(\beta) \cdot \text{sen}(\beta)}{\pi}} = \frac{16,97}{2} \cdot \sqrt{\frac{4,19 - \cos(240) \cdot \text{sen}(240)}{\pi}} = 9,28V \, .$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o} = \frac{16,97}{5} = 3,39\,A \, .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{4,05}{5} = 0,81\,A \, .$$

Consultando o ábaco da Figura 5 se obtém:

$$I_{ef} = 0,6 \, ;$$

$$Z_o = \sqrt{R_o{}^2 + \left(\omega \cdot L_o\right)^2} = \sqrt{5^2 + \left(377 \cdot 20m\right)^2} = 9,05\Omega \, ;$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} \cdot I_{ef} = \frac{16,97}{9,05} \cdot 0,6 = 1,105\,A \, .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 1,105^2 = 6,1W \, .$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 21 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o diodo é o 1N5400 e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 10 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

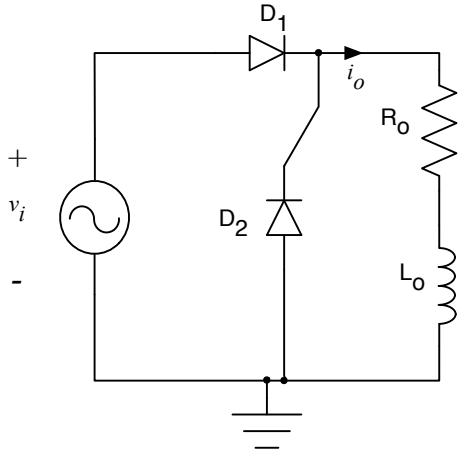


Figura 21 – Circuito para exercício resolvido 02.

Neste caso deve-se consultar a folha de dados do diodo para identificar sua queda de tensão direta, que é dada por:

$V_F = 1,2V \ @ \ I_F = 3A$.

Todavia, este valor é para a corrente de 3 A. Como no circuito em questão, considerando o exercício resolvido 01 (ER 01), a corrente será da ordem 1 A, então é melhor consultar a folha de dados, para se obter uma queda de tensão média, correspondente à corrente média do circuito.

Avaliando a curva da Figura 22, nota-se que para uma corrente da ordem de 1 A, a queda de tensão será da ordem de 0,8 V.

Assim, a tensão de pico na saída será menor do que a tensão de pico na entrada:

$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} - V_F = V_{pk} - V_F = \sqrt{2} \cdot 12 - 0,8 = 16,17V$.

A tensões média e eficaz na carga serão:

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{16,17}{\pi} = 5,15V .$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{16,17}{2} = 8,08V .$$

As correntes serão:

$$Z_o = \sqrt{R_o{}^2 + \left(\omega \cdot L_o\right)^2} = \sqrt{5^2 + \left(377 \cdot 10m\right)^2} = 6,26\Omega ;$$

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{16,17}{6,26} = 2,58A .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{5,15}{5} = 1,03A .$$

A corrente eficaz será determinada por:

$$Z_1 = Z_o = \sqrt{R_o{}^2 + 1^2 \cdot \omega^2 \cdot L_o{}^2} = \sqrt{5^2 + 1^2 \cdot 377^2 \cdot 0,01^2} = 6,26\Omega ;$$

$$Z_2 = \sqrt{R_o{}^2 + 2^2 \cdot \omega^2 \cdot L_o{}^2} = \sqrt{5^2 + 2^2 \cdot 377^2 \cdot 0,01^2} = 9,05\Omega ;$$

$$I_{o1} = I_{o1} = \frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot \pi \cdot Z_1} = \frac{16,17}{2 \cdot \pi \cdot 6,26} = 0,41A ;$$

$$I_{o2} = \frac{2 \cdot V_{o(pk)}}{3 \cdot \pi^2 \cdot Z_2} = \frac{2 \cdot 16,17}{3 \cdot \pi^2 \cdot 9,05} = 0,121A ;$$

$$I_{o(ef)} = \sqrt{I_{o(med)}{}^2 + I_{o1}{}^2 + I_{o2}{}^2} = \sqrt{1{,}03^2 + 0{,}41^2 + 0{,}121^2} = 1{,}24\,A\,.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 1{,}24^2 = 7{,}69W\,.$$

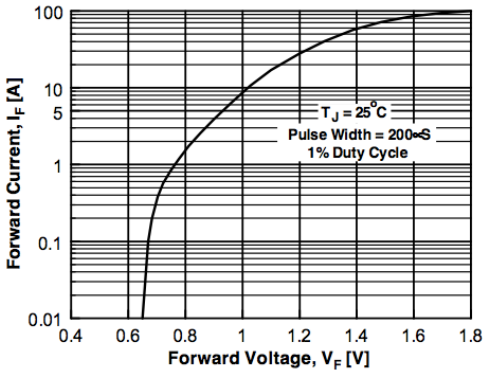


Figura 22 – Curva do diodo 1N5400.

Fonte: http://www.micropik.com/PDF/1N5400_8.pdf. Acesso em: 03/09/2013.

ER 03) Considerando o circuito da Figura 20 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o diodo é ideal e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 500 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga.

As tensões na carga serão:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V\,.$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{16{,}97}{\pi} = 5{,}40V\,.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} = \frac{16{,}97}{2} = 8{,}48V\,.$$

A carga pode ser considerada predominantemente indutiva, pois:

$\omega \cdot L_o \gg R_o$; $\quad 377 \cdot 100m \gg 10$; $\quad 188{,}5 \gg 10$; Então:

$$I_{o(pk)} = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{5{,}40}{5} = 1{,}08\,A\,.$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 20 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o diodo é ideal e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 10 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 20 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o diodo é o 1N5402 e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 20 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no diodo;
- As perdas no diodo;
- O rendimento do circuito.

EP 03) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 06) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 07) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados. Comente sobre a queda de tensão direta que foi considerada de 0,8 V para calcular as grandezas do circuito. Este valor é observado no simulador?

EP 09) Faça o cálculo térmico para o exemplo resolvido 02 (ER 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 10) Faça o cálculo térmico para o exemplo proposto 02 (EP 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 11) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com uma tensão na fonte maior do que a tensão reversa suportada pelo diodo. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

8 Laboratório

8.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) de meia onda com carga mista, ou seja, resistiva-indutiva.

Em síntese, objetiva-se:

- Simular retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva-indutiva;
- Analisar retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva-indutiva;
- Entender o funcionamento dos circuitos retificadores;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

8.2 Retificador de Meia Onda com Carga Resistiva-Indutiva

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 23. A tensão da fonte de alimentação (v_i) será de 21,1 V de pico. O resistor de carga (R_o) será de 10 Ω e o indutor (L_o) de 10 mH. O diodo D_1 será ideal.

Anote os valores simulados e calculados na Tabela 4.

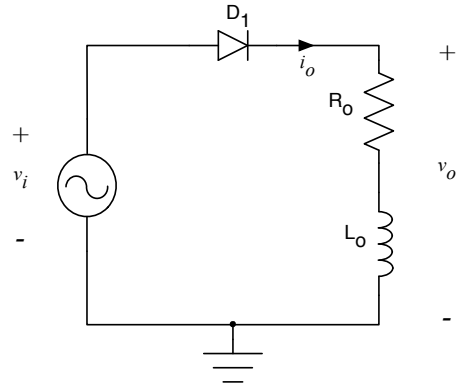


Figura 23 – Circuito do retificador de meia onda.

Tabela 4 – Resultados para o retificador de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga		
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga		
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga		
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga		
P_o	Potência média na carga		

8.3 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda da tensão de entrada e de saída do retificador.
2) Os resultados obtidos na simulação condizem com os valores calculados?
3) Se o diodo D_1 fosse substituído por um diodo real, ocorre alteração na tensão de saída?
4) Determine o valor eficaz da tensão de saída.
5) Determine o valor eficaz da corrente de saída.

9 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

7

Capítulo

Retificadores Monofásicos de Onda Completa com Carga Resistiva

Meta deste capítulo

Estudar os conversores ca-cc monofásicos de onda completa operando com carga resistiva.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre retificadores monofásicos de meia onda com carga resistiva-indutiva.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores de onda completa com carga resistiva-indutiva.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2013 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

O capítulo anterior desta apostila versou sobre os retificadores monofásicos não-controlados operando com carga resistiva-indutiva. Naquele capítulo, assim como no anterior, estudaram-se os retificadores monofásicos de meia-onda. Apesar de apresentarem baixo valor médio para a tensão de saída, em alguns casos são empregados visando reduzir custo, pois possuem baixo número de componentes.

Neste capítulo serão estudados os retificadores de onda completa. Estes conversores podem ser com ponto médio, ou seja, empregando transformador com derivação central, ou ponte completa, usando quatro diodos no estágio de retificação.

Atualmente, os retificadores de onda completa são os mais utilizados nas aplicações de eletrônica de potência, com destaque ao conversor ponte completa, pois o mesmo emprega quatro diodos, mas transformador com secundário simples. Como atualmente o custo dos semicondutores é menor do que dos magnéticos, este retificador se tornou vantajoso em relação aos demais.

Assim, neste capítulo será realizada a análise dos retificadores de onda completa operando com carga puramente resistiva. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

2 Retificador Monofásico de Onda Completa – Carga R

2.1 Retificador com Ponto Médio

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de onda completa com ponto médio (derivação central) com carga resistiva está mostrado na Figura 1. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os diodos retificadores são D_1 e D_2 e a carga é formada pela resistência R_o.

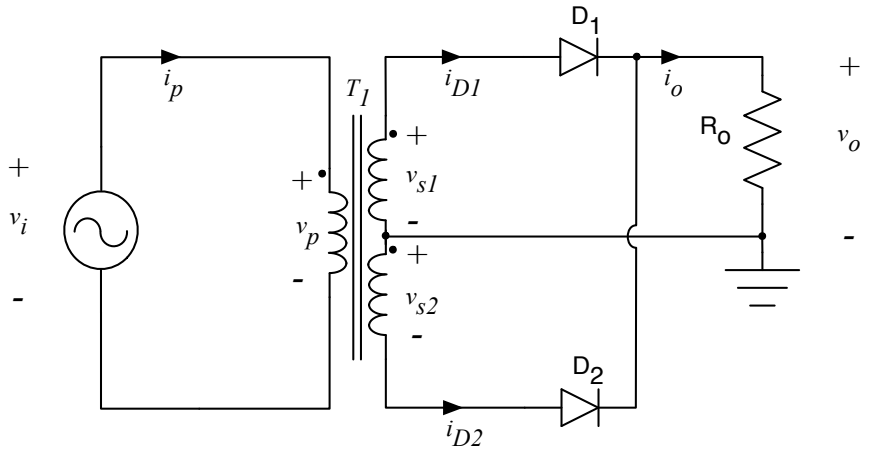


Figura 1 – Retificador monofásico de onda completa com ponto médio com carga resistiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, o diodo D_1 conduz e conecta o secundário superior (v_{s1}) à carga. Por estar reversamente polarizado, o diodo D_2 permanece bloqueado. A tensão na carga é igual à entrada. Esta etapa dura de 0º até 180º;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a passagem por zero da tensão de entrada, entra em condução o diodo D_2 e bloqueia o diodo D_1. A tensão continua sendo positiva, ou seja, a corrente na carga circula no mesmo sentido que na etapa anterior. É o diodo D_2 que aplica a tensão do secundário inferior (v_{s2}) à carga.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e também no semiciclo negativo. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 2.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que os diodos são ideais. Os dois semicicíclos da tensão de entrada são aplicados na carga, mas sempre positivos, como se observa na Figura 2.

A corrente na carga é uma imagem da tensão, pois a mesma é resistiva, e possui valor de pico dado por (I_{pk}).

É importante destacar que a tensão reversa nos diodos possui o dobro do valor do pico da tensão de entrada, o que caracteriza uma desvantagem deste retificador em relação aos estudados anteriormente ou em relação ao conversor ponte completa, que será estudado em seguida.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

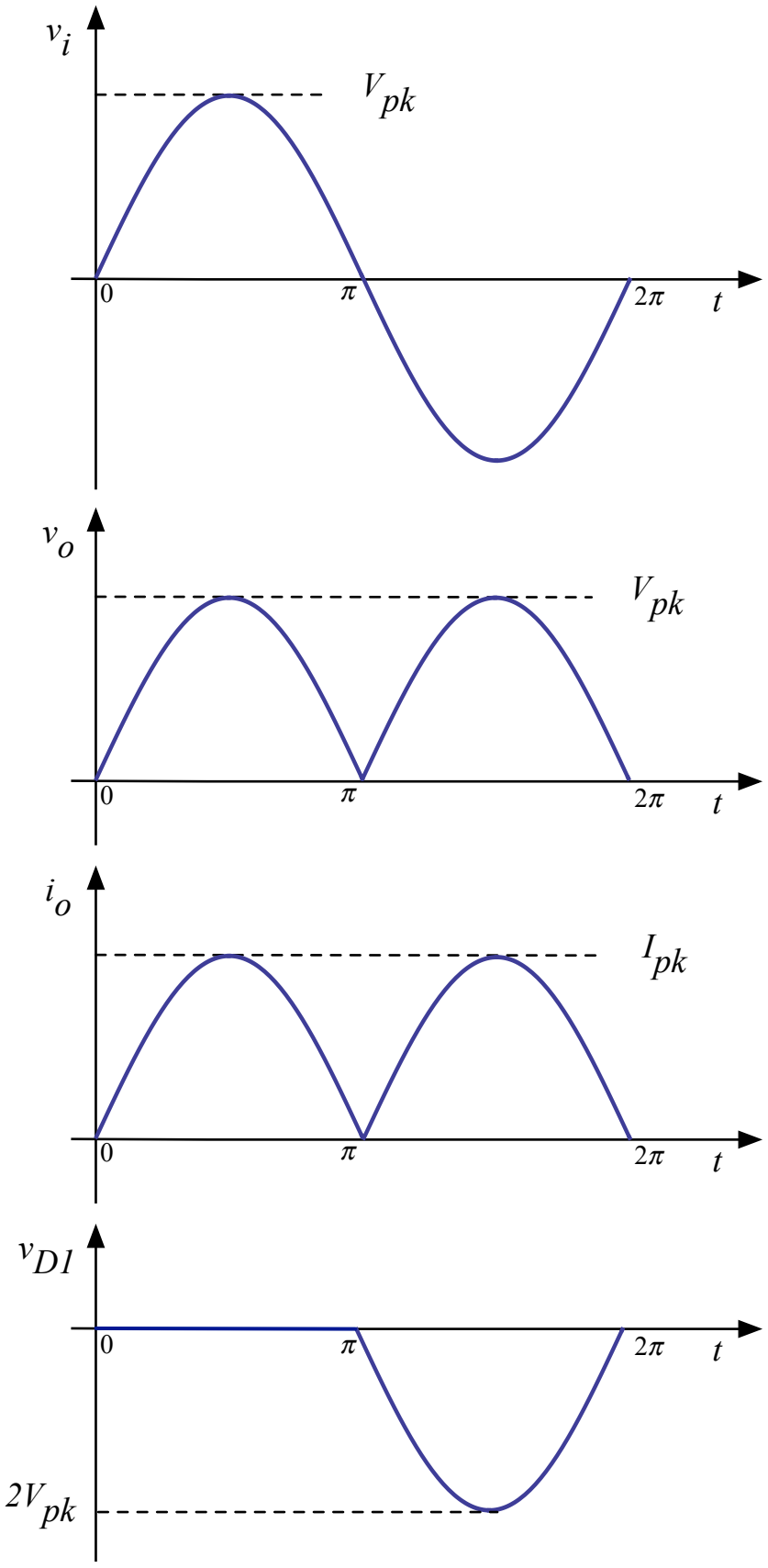


Figura 2 – Principais formas de onda do retificador monofásico de onda completa com ponto médio com carga resistiva.

2.2 Retificador Ponte Completa

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva está mostrado na Figura 3. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os diodos retificadores são D_1 a D_4 e a carga é formada pela resistência R_o.

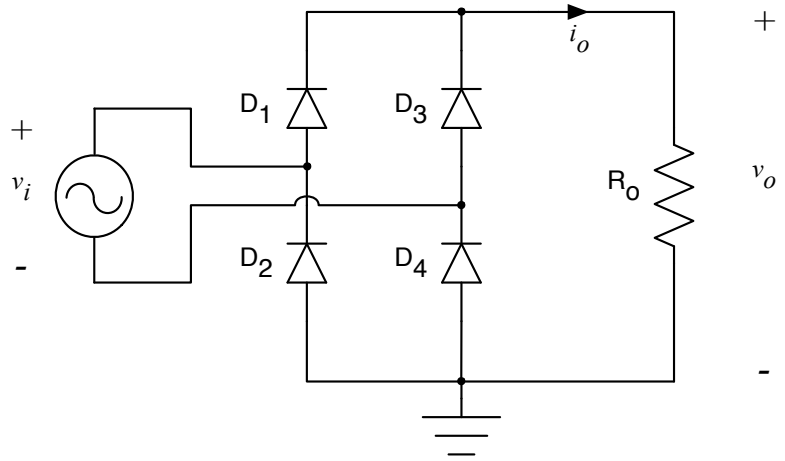


Figura 3 – Retificador monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, os diodos D_1 e D_4 conduzem. A tensão na carga é igual à entrada. Esta etapa dura de 0º até 180º;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a passagem por zero da tensão de entrada, entram em condução dos diodos D_2 e D_3 e bloqueiam os diodos D_1 e D_4. A tensão continua sendo positiva, ou seja, a corrente na carga circula no mesmo sentido que na etapa anterior.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e também no semiciclo negativo. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 4.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que os diodos são ideais. Os dois semicicíclos da tensão de entrada são aplicados na carga, mas sempre positivos, como se observa na Figura 4.

A corrente na carga é uma imagem da tensão, pois a mesma é resistiva, e possui valor de pico dado por (I_{pk}).

Por sua vez, a tensão reversa nos diodos possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, conforme estejam bloqueados D_1 e D_4, ou positivo se estiverem bloqueados D_2 e D_3. Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

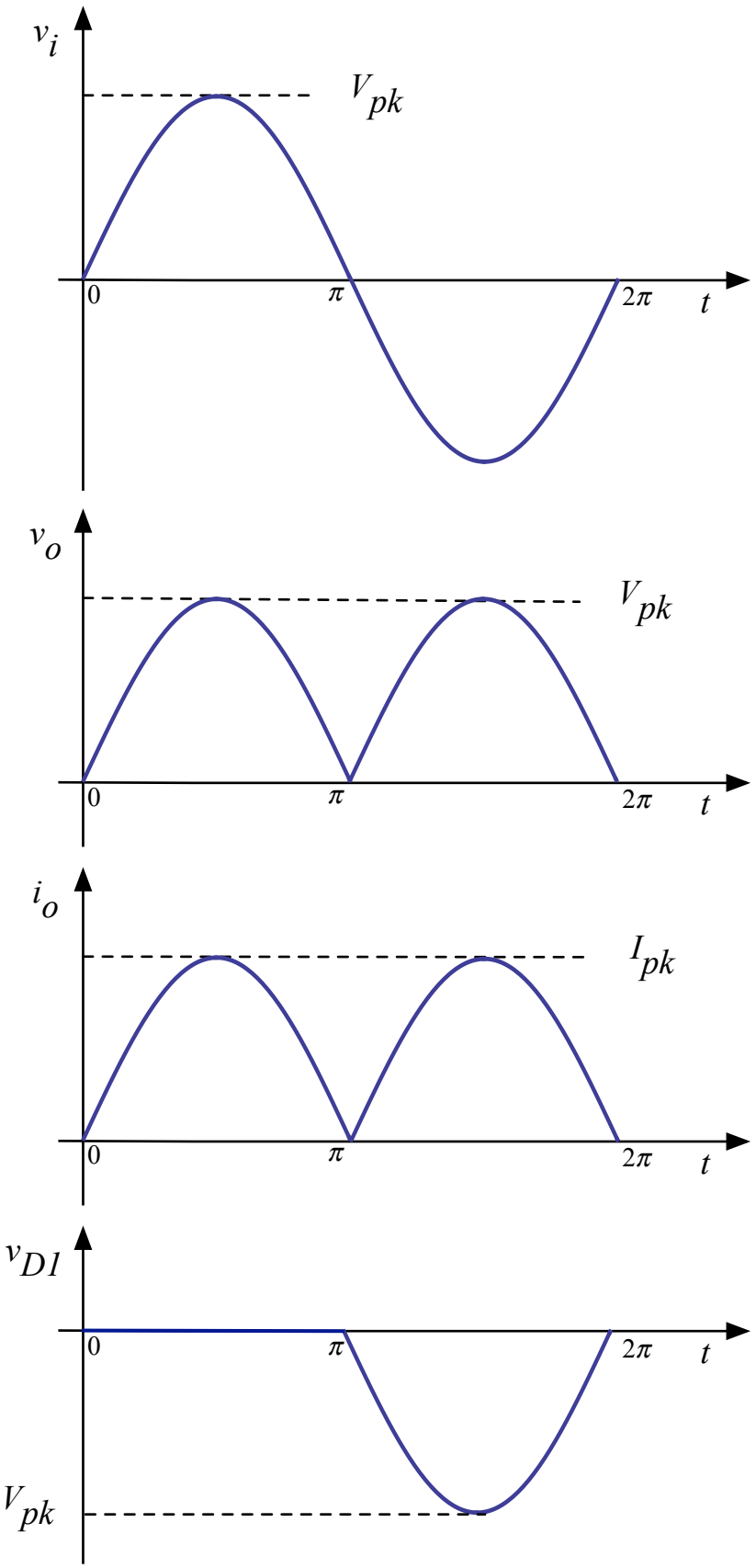


Figura 4 – Principais formas de onda do retificador monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva.

3 Análise dos Retificadores em Estudo

A seguir será realizada a análise dos retificadores em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito, os esforços nos diodos, fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica.

3.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

Já no lado secundário, na Figura 2, se tem:

$$V_{s1(med)} = V_{s2(med)} = 0;$$

$$V_{s1(ef)} = V_{s2(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{N \cdot \sqrt{2}} = \frac{V_{i(pk)}}{1 \cdot \sqrt{2}} == \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}};$$

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{v_p}{v_s} = 1.$$

As tensões nos secundários são iguais, ou seja, o transformador é simétrico. Para simplicidade na análise, a relação de transformação será considerada unitária.

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída de ambos os retificadores de onda completa é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{2 \cdot V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{2 \cdot V_{pk}}{\pi}.$$

A tensão eficaz na saída de ambos os retificadores de onda completa é obtida por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi}\left(V_{o(pk)}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left(V_{pk}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt}\,;$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

3.2 Correntes na Saída

As correntes na carga, em ambos os retificadores, são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}.$$

3.3 Esforços de Corrente e Tensão no Diodo

A tensão reversa nos diodos do retificador em ponto médio é o dobro do pico da tensão do secundário dos transformadores:

$$V_{D1(RRM)} = V_{D2(RRM)} = 2\cdot V_{pk}.$$

Já no retificador em ponte completa, a tensão reversa máxima nos diodos é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D1(RRM)} = V_{D2(RRM)} = V_{D3(RRM)} = V_{D4(RRM)} = V_{pk}.$$

As correntes de pico nos diodos são iguais às da carga:

$$I_{D(pk)} = I_{o(pk)}.$$

Já as correntes médias e eficazes, em cada diodo, são:

$$I_{D(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}.$$

$$I_{D(ef)} = \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}.$$

3.4 Fator de Potência da Estrutura

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente de um circuito. O circuito é considerado ideal, ou seja, sem perdas, portanto:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = 1;$$

$$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_o}{S_i}.$$

A potência ativa na carga (resistiva) deve ser calculada como:

$$P_o = R_o \cdot {I_{o(ef)}}^2 = \frac{{V_{o(ef)}}^2}{R_o}.$$

Já a potência aparente na entrada (rede) será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)}.$$

Já que a corrente na carga e na fonte são iguais, pois apenas nos diodos a corrente da carga se divide. A diferença é que na carga a corrente é unidericional e na rede bidirecional. Pode-se obter então:

$$P_o = R_o \cdot {I_{o(ef)}}^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{o(ef)}}{R_o}\right)^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2} \cdot R_o}\right)^2 = R_o \cdot \left(\frac{V_{pk}}{\sqrt{2} \cdot R_o}\right)^2 = \frac{{V_{pk}}^2}{2 \cdot R_o}.$$

Por sua vez, a potência aparente na entrada será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{\sqrt{2} \cdot R_o} = \frac{{V_{pk}}^2}{2 \cdot R_o}.$$

Finalmente, pode-se obter o fator de potência:

$$FP = \frac{P_o}{S_i} = \frac{\frac{{V_{pk}}^2}{2 \cdot R_o}}{\frac{{V_{pk}}^2}{2 \cdot R_o}} = \frac{{V_{pk}}^2}{2 \cdot R_o} \cdot \frac{2 \cdot R_o}{{V_{pk}}^2};$$

$$FP = 1.$$

O fator de potência do retificador de onda completa é unitário, visto que os diodos conduzem nos dois semiciclos e assim a fonte fornece energia durante o período todo e com formato senoidal.

3.5 Fator de Conversão das Estruturas

O fator de conversão do conversor ca-cc é uma característica da estrutura que mostra como é a conversão de energia do retificador. Em outras palavras, representa quanto da energia disponibilizada pela fonte (rede elétrica) e consumida é realmente convertida em trabalho pela carga. Não tem relação com a eficiência do circuito, pois os componentes são ideais e não se tem perdas no circuito. Assim, o fator de conversão mostra se a energia disponível é utilizada. Para as duas estruturas de retificador de onda completa em estudo: com ponto médio e em ponte completa, ter-se-á resultados diferentes para o fator de utilização, visto que este depende de como se utiliza o transformador da estrutura.

Inicialmente será feita a análise para o retificador monofásico de onda completa com ponto médio.

O fator de conversão (FC) é definido como a relação entre a potência no lado de corrente contínua (saída) e a potência no lado de corrente alternada (entrada). Assim:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}}.$$

A potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) é dada por:

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)};$$

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot \frac{V_{o(med)}}{R_o} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot 2 \cdot \frac{V_{pk}}{R_o \cdot \pi} = \frac{4 \cdot {V_{pk}}^2}{R_o \cdot \pi^2}.$$

No lado da fonte, considerando cada secundário, a potência será:

$$P_{CA} = 2 \cdot V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{2 \cdot R_o} = \frac{{V_{pk}}^2}{\sqrt{2} \cdot R_o}.$$

Portanto, o fator de conversão será:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{\dfrac{4 \cdot {V_{pk}}^2}{R_o \cdot \pi^2}}{\dfrac{{V_{pk}}^2}{\sqrt{2} \cdot R_o}} = \frac{4 \cdot {V_{pk}}^2}{R_o \cdot \pi^2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot R_o}{{V_{pk}}^2} = \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{\pi^2};$$

$$FC = 0{,}573.$$

Em outras palavras, isso significa que apenas 57,3% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}573 \simeq 1{,}75$ vezes a potência desejada na saída, ou em outras palavras, que o transformador

deverá ter 1,75 VA para cada 1 W desejado na carga. Isso denota uma conversão melhor que no retificador de meia onda, mas que ainda pode ser melhorada com o uso de um retificador onda completa em ponte.

Para o retificador em onda completa em ponte, se tem que a potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) dada por:

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)};$$

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot \frac{V_{o(med)}}{R_o} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot 2 \cdot \frac{V_{pk}}{R_o \cdot \pi} = \frac{4 \cdot V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2}.$$

No lado da fonte, considerando cada secundário, a potência será:

$$P_{CA} = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{pk}}{\sqrt{2} \cdot R_o} = \frac{V_{pk}^{\ 2}}{2 \cdot R_o}.$$

Portanto, o fator de conversão será:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{\dfrac{4 \cdot V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2}}{\dfrac{V_{pk}^{\ 2}}{2 \cdot R_o}} = \frac{4 \cdot V_{pk}^{\ 2}}{R_o \cdot \pi^2} \cdot \frac{2 \cdot R_o}{V_{pk}^{\ 2}} = \frac{8}{\pi^2};$$

$$FC = 0{,}81.$$

Em outras palavras, isso significa que 81% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}81 \simeq 1{,}23$ vezes a potência desejada na saída, ou em outras palavras, que o transformador deverá ter 1,23 VA para cada 1 W desejado na carga. Isso denota uma conversão melhor que no retificador de meia onda e que no retificador de onda completa com ponto médio.

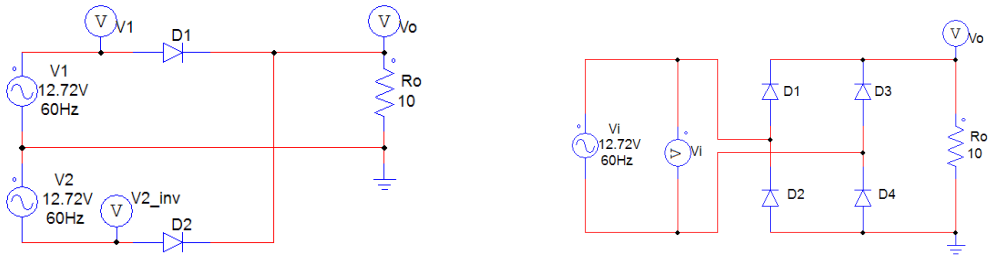
4 Simulação dos Retificadores em Estudo

Os retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva serão simulados utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

4.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

Os circuitos simulados no Psim estão mostrados na Figura 5. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de diodo semicondutor. A fonte é para 9 V (eficazes), o que equivale a 12,72 V de pico e frequência de 60 Hz. Os diodos são ideais. A carga é resistiva com uma resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 6. Note que o formato das mesmas condiz com o esperado pela análise do circuito. Na Tabela 1 apresentam-se os principais valores do circuito, calculados e simulados.



Com ponto médio Com ponte completa

Figura 5 – Circuitos simulados no Psim.

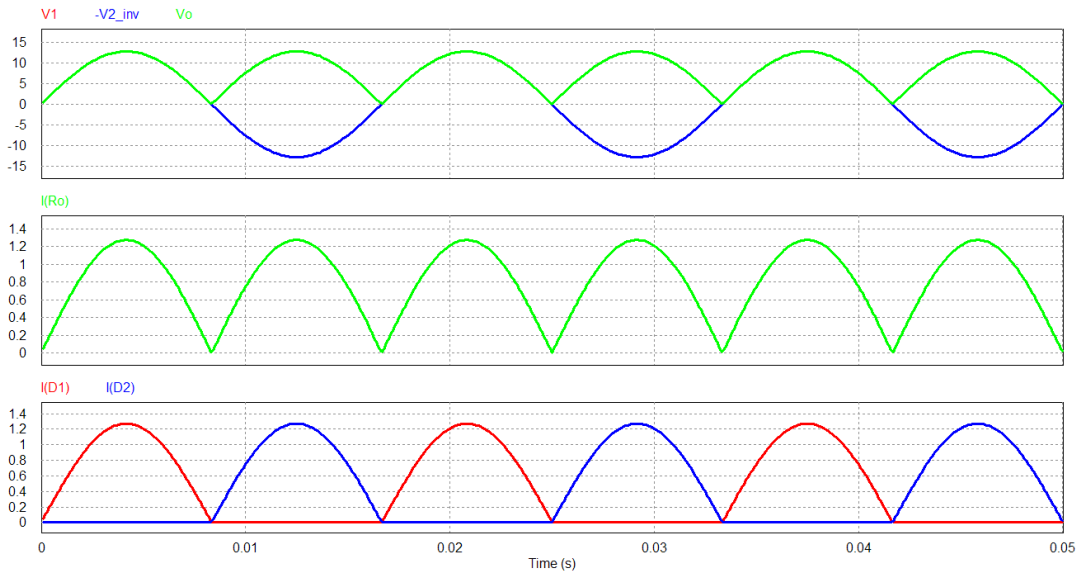


Figura 6 – Principais formas de onda do retificador com ponto médio.

Tabela 1 – Resultados para o retificador de onda completa com ponto médio.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	8,10 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,273 A	1,273 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,810 A	0,810 A
P_o	Potência média na carga	8,1 W	8,1 W

A seguir simulou-se o retificador monofásico de onda completa em ponte mostrado na Figura 5, obtendo-se as formas de onda mostradas na Figura 7.

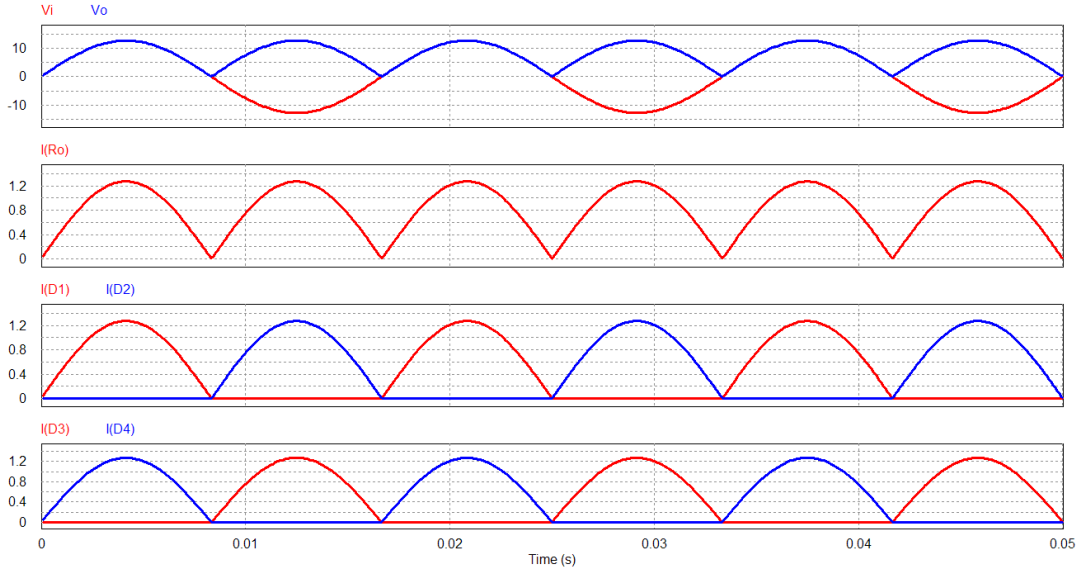


Figura 7 – Principais formas de onda do retificador de onda completa em ponte.

Tabela 2 – Resultados para o retificador de onda completa em ponte.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	8,10 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,273 A	1,273 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,810 A	0,810 A
P_o	Potência média na carga	8,1 W	8,1 W

Note pela Figura 7 que a corrente na carga é formada pela parcela que circula pelos diodos D_1 e D_4 e a outra que circula pelos diodos D_2 e D_3.

4.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 8. Note que os componentes são reais, ou seja, os diodos possuem um modelo específico para o circuito, que é o 1N4001. A fonte é para 9 V (eficazes) e frequência de 60 Hz. A carga é resistiva e tem resistência de 10 Ω. O

tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 µs).

As formas de onda das tensões no circuito são mostradas na Figura 9. Note que agora se percebe claramente a queda de tensão apresentada pelo diodo, que faz com que a tensão de saída seja menor. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 3. Perceba que a potência diminuiu na carga, visto a tensão média ter diminuido.

Na Tabela 3, os valores calculados são para o circuito ideal, ou seja, não se levou em conta a queda de tensão no diodo. Isso foi feito para se ter uma comparação entre os valores do circuito ideal e os valores do circuito real. Nota-se que todas as amplitudes diminuiram, pois cada diodo provoca uma queda de tensão direta da ordem de 1 V.

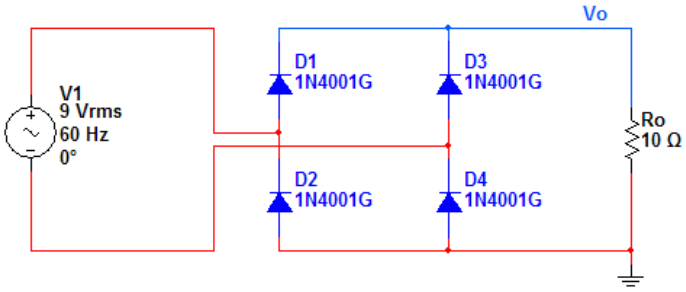


Figura 8 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 3 – Resultados para o retificador de onda completa em ponte.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	10,9 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	6,59 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,273 A	1,09 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,810 A	0,659 A
P_o	Potência média na carga	8,1 W	5,7 W

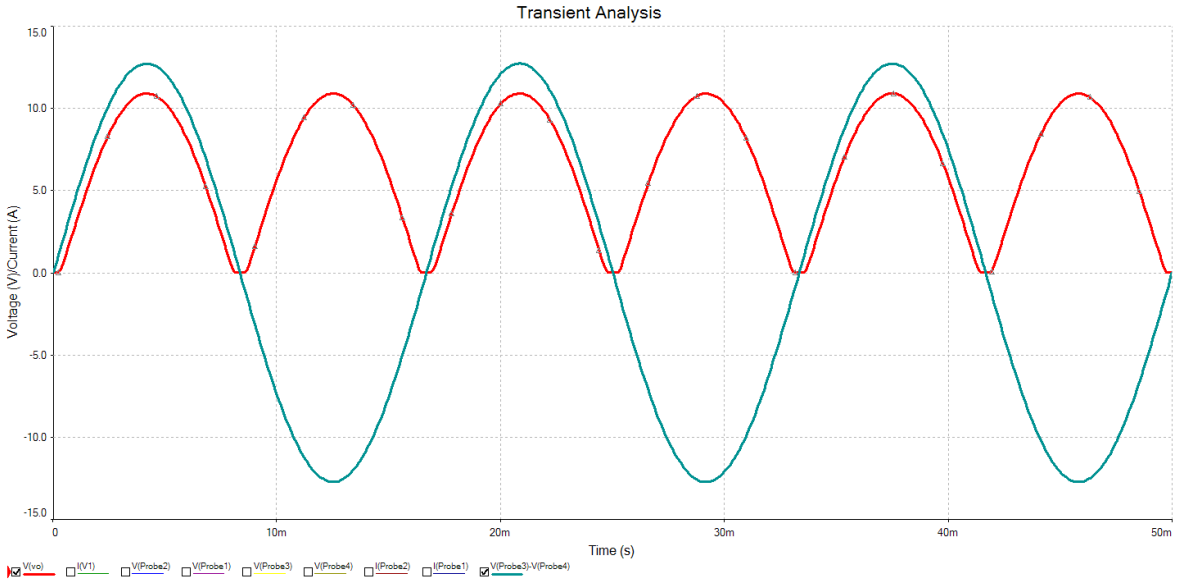


Figura 9 – Formas de onda da tensão de entrada e saída do retificador em ponte.

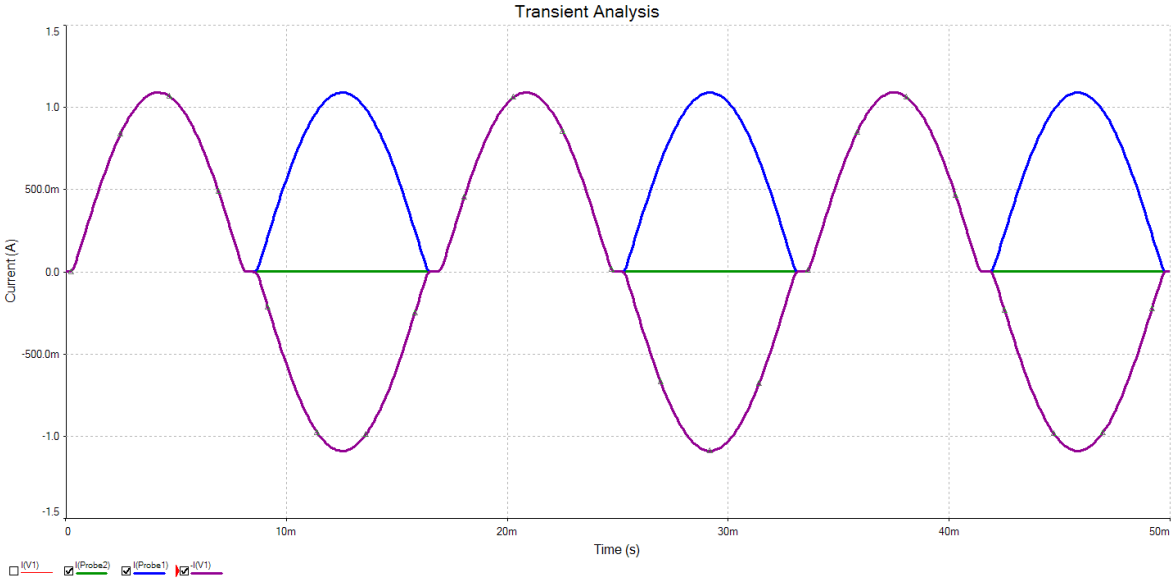


Figura 10 – Formas de onda da corrente de entrada, na saída e no diodo D_1 do retificador em ponte.

As formas de onda das correntes no circuito são mostradas na Figura 10. Note que a corrente apresenta uma pequena distorção na passagem por zero. Isso ocorre devido a queda de tensão nos diodos.

A potência instantânea nos diodos é mostrada na Figura 11, para o caso do diodo D_1. Note que a mesma atinge picos da ordem de 1 W, pois a corrente de pico que circula nos diodos é de 1,09 A e sendo sua queda de tensão em torno de 1 V, resulta neste valor de potência visto na figura.

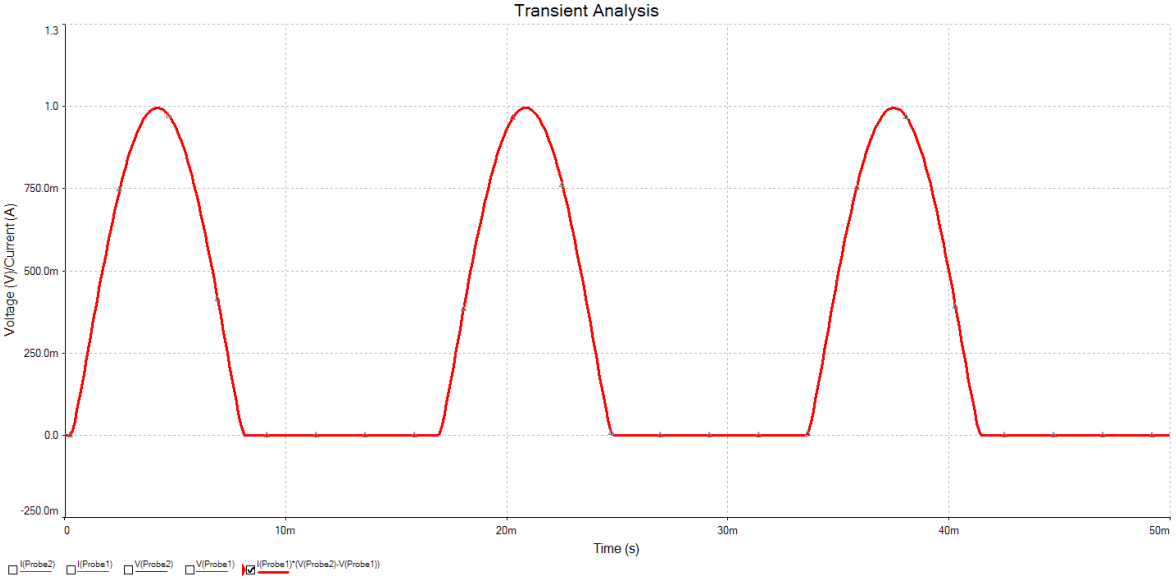


Figura 11 – Potência instantânea no diodo D_1.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 12 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

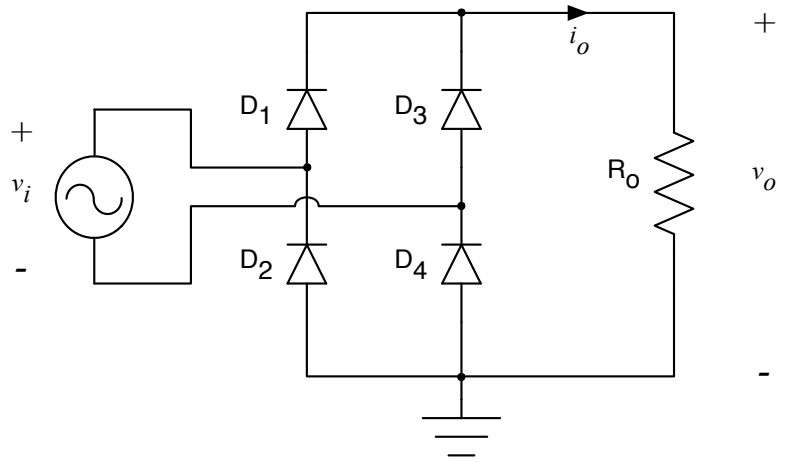


Figura 12 – Circuito para exercício resolvido 01.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97 V .$$

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\pi} = 2 \cdot \frac{16{,}97}{\pi} = 10{,}80 V .$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{16{,}97}{\sqrt{2}} = 12 V .$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o} = \frac{16{,}97}{5} = 3{,}39 A .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{10{,}80}{5} = 2{,}16 A .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{I_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{3{,}39}{\sqrt{2}} = 2{,}40\,A\,.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 2{,}40^2 = 28{,}8W\,.$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 13 e que a fonte de alimentação seja de 220 V (eficazes), a relação do transformador é de 13 V/V, os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

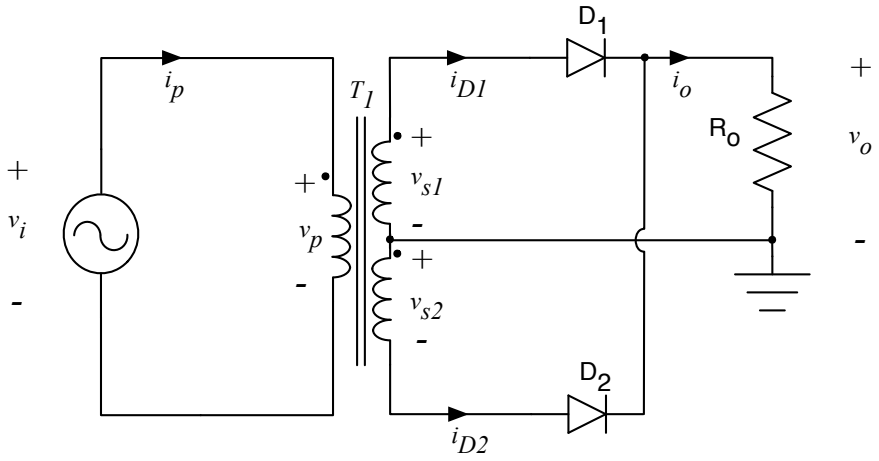


Figura 13 – Circuito para exercício resolvido 02.

A tensão de pico no secundário do transformador e na saída serão:

$$v_{o(pk)} = v_{s1(pk)} = v_{s2(pk)} = \frac{v_{i(pk)}}{N} = \frac{\sqrt{2} \cdot v_{i(ef)}}{N} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{13} = 23{,}93V\,.$$

A tensões média e eficaz na carga serão:

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = 2 \cdot \frac{23{,}93}{\pi} = 15{,}23V\,.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{23{,}93}{\sqrt{2}} = 16{,}92V\,.$$

As correntes serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{23,93}{5} = 4,79\,A.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{15,23}{5} = 3,05\,A.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{16,92}{5} = 3,38\,A.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 3,38^2 = 58,12W.$$

ER 03) Repita o exemplo anterior considerando que os diodos não sejam ideais. Escolha um modelo apropriado de diodo para o circuito em questão.

Inicialmente deve-se escolher o diodo correto. Pela corrente média do circuito que é de 3,05 A e a tensão reversa que o diodo deve suportar, que é duas vezes a tensão de pico no secundário do transformador, resultando em 47,86 V, pode-se escolher o modelo MUR410 do fabricante On Semiconductor. Este diodo é para 4 A e 100 V. Sua queda de tensão direta é de 1,05 V quando conduz uma corrente de 3 A, assim:

$$v_{o(pk)} = v_{s1(pk)} - V_F = 23,93 - 1,05 = 22,88V.$$

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = 2 \cdot \frac{22,88}{\pi} = 14,57V.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{22,88}{\sqrt{2}} = 16,18V.$$

As correntes serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{22,88}{5} = 4,58\,A. \qquad I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{14,57}{5} = 2,91\,A.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{16,18}{5} = 3,24\,A.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 3,24^2 = 52,49W.$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 12 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- As perdas nos diodos.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 12 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), os diodos são do tipo 1N5402 e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- As perdas nos diodos;
- O rendimento do circuito.

EP 03) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 06) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 07) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 03 (ER 03) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados. Comente sobre a queda de tensão direta que foi considerada de 1,05 V para calcular as grandezas do circuito. Este valor é observado no simulador?

EP 09) Faça o cálculo térmico para o exemplo resolvido 02 (ER 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 10) Faça o cálculo térmico para o exemplo proposto 02 (EP 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 11) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com uma tensão na fonte maior do que a tensão reversa suportada pelos diodos. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) de onda completa com carga resistiva.

Em síntese, objetiva-se:

- Simular retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva;
- Analisar retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva;
- Entender o funcionamento dos circuitos retificadores;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

6.2 Retificador de Onda Completa em Ponte com Carga Resistiva

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 14. A tensão da fonte de alimentação (v_i) será de 21,1 V de pico. O resistor de carga (R_o) será de 10 Ω. Os diodos são ideais.

Anote os valores simulados e calculados na Tabela 4.

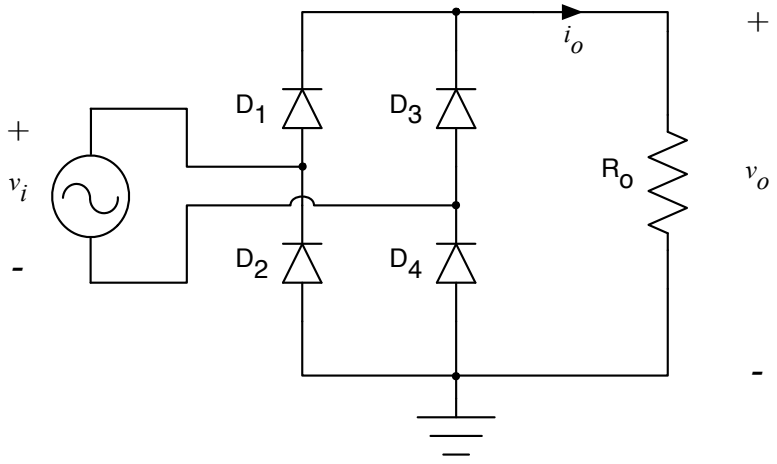


Figura 14 – Circuito do retificador de onda completa em ponte.

Tabela 4 – Resultados para o retificador de onda completa em ponte.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga		
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga		
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga		
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga		
P_o	Potência média na carga		

6.3 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda da tensão de entrada e de saída do retificador.
2) Os resultados obtidos na simulação condizem com os valores calculados?
3) Qual a diferença na tensão de saída em relação ao retificador de meia onda?
4) Como se determina o ângulo de bloqueio dos diodos (β)?
5) Qual o ângulo de entrada em condução do diodo D_1?

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

8

Capítulo

Retificadores Monofásicos de Onda Completa com Carga Resistiva-Indutiva

Meta deste capítulo

Estudar os conversores ca-cc monofásicos de onda completa operando com carga resistiva-indutiva.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores monofásicos com filtro capacitivo.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2013 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foram estudados os retificadores monofásicos de onda completa, onde puderam ser observadas as formas de onda básicas, o princípio de funcionamento, análise teórica e simulações.

Neste capítulo serão estudados os mesmos retificadores de onda completa, mas agora operando com carga mista (resistiva-indutiva), por exemplo, motores de corrente contínua.

Assim, neste capítulo será realizada a análise dos retificadores de onda completa com ponto médio e ponte completa, operando com carga resistiva-indutiva. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

2 Retificador Monofásico de Onda Completa – Carga RL

2.1 Retificador com Ponto Médio

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de onda completa com ponto médio (derivação central) com carga resistiva-indutiva está mostrado na Figura 1. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os diodos retificadores são D_1 e D_2 e a carga é formada pela resistência R_o e pela indutância L_o.

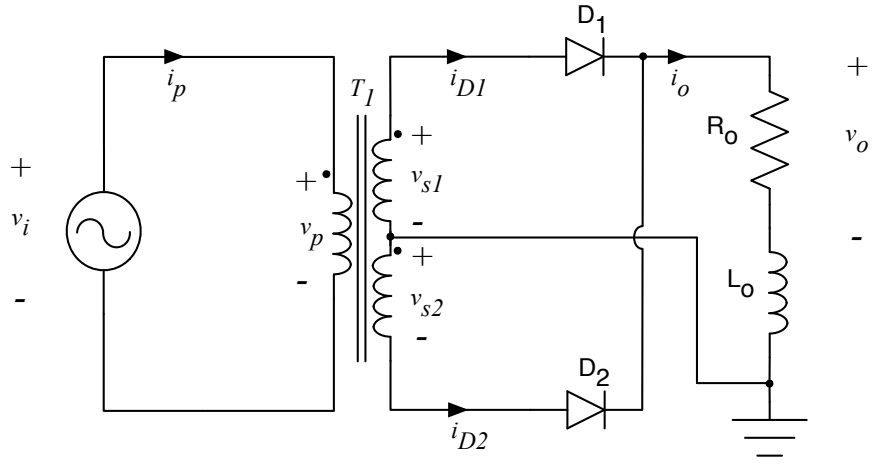


Figura 1 – Retificador monofásico de onda completa com ponto médio com carga resistiva-indutiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, o diodo D_1 conduz e conecta o secundário superior (v_{s1}) à carga. Por estar reversamente polarizado, o diodo D_2 permanece bloqueado. A tensão na carga é igual à entrada. Esta etapa

dura de 0º até 180º;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a passagem por zero da tensão de entrada, entra em condução o diodo D_2 e bloqueia o diodo D_1. A tensão continua sendo positiva, ou seja, a corrente na carga circula no mesmo sentido que na etapa anterior. É o diodo D_2 que aplica a tensão do secundário inferior (v_{s2}) à carga.

Note que mesmo a carga sendo mista (resistiva-indutiva), as etapas de funcionamento são semelhantes àquelas do retificador com carga puramente resistiva, pois o diodo D_2 entra em condução na passagem por zero da tensão no secundário do transformador, evitando que na carga apareça tensão negativa.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e também no semiciclo negativo. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 2.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que os diodos são ideais. Os dois semicicíclos da tensão de entrada são aplicados na carga, mas sempre positivos, como se observa na Figura 2.

A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva-indutiva e a presença do indutor altera seu valor de pico (I_{pk}) e seu formato, deixando sua variação mais suave em comparação com o circuito com carga puramente resistiva.

É importante destacar que a tensão reversa nos diodos possui o dobro do valor do pico da tensão de entrada, o que caracteriza uma desvantagem deste retificador em relação aos estudados anteriormente ou em relação ao conversor ponte completa, que será estudado em seguida.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

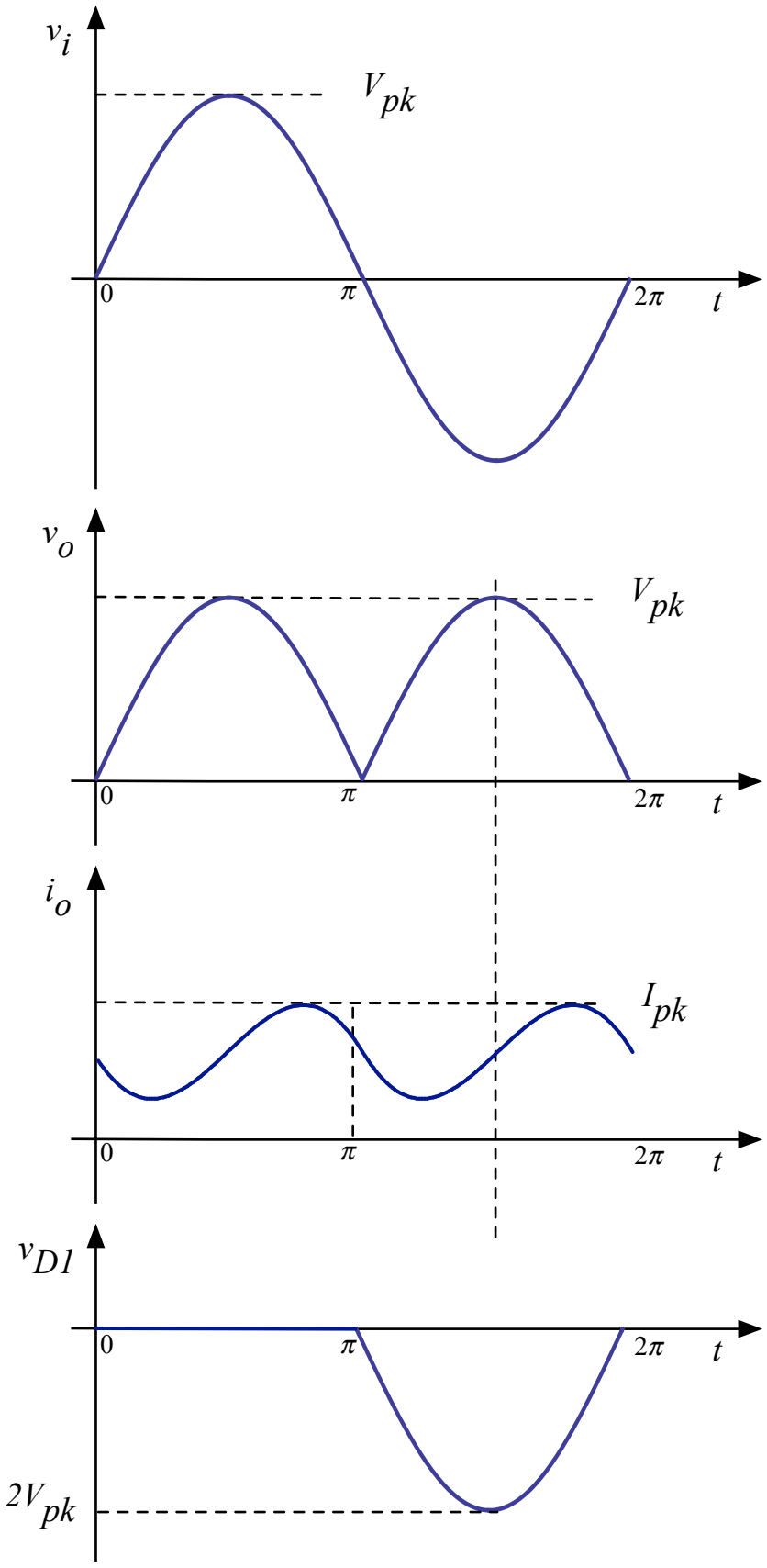


Figura 2 – Principais formas de onda do retificador monofásico de onda completa com ponto médio com carga resistiva-indutiva.

2.2 Retificador Ponte Completa

O conversor ca-cc (retificador) monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva-indutiva está mostrado na Figura 3. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os diodos retificadores são D_1 a D_4 e a carga é formada pela resistência R_o.

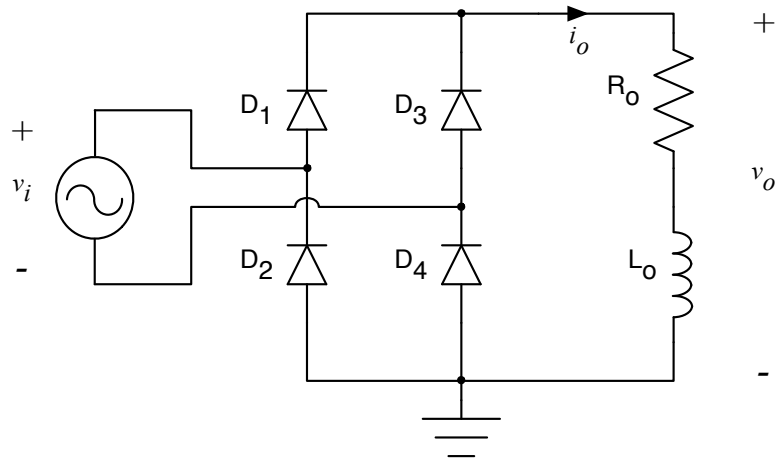


Figura 3 – Retificador monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva-indutiva.

Este conversor tem duas etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, os diodos D_1 e D_4 conduzem. A tensão na carga é igual à entrada. Esta etapa dura de 0º até 180º;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a passagem por zero da tensão de entrada, entram em condução os diodos D_2 e D_3 e bloqueiam os diodos D_1 e D_4. A tensão continua sendo positiva, ou seja, a corrente na carga circula no mesmo sentido que na etapa anterior.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e também no semiciclo negativo. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e tensão sobre o diodo são mostradas na Figura 4.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que os diodos são ideais. Os dois semicicíclos da tensão de entrada são aplicados na carga, mas sempre positivos, como se observa na Figura 4.

A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva-indutiva e a presença do indutor altera seu valor de pico (I_{pk}) e seu formato, deixando sua variação mais suave em comparação com o circuito com carga puramente resistiva.

Por sua vez, a tensão reversa nos diodos possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando estão bloqueados D_1 e D_4, e no semiciclo positivo ao estarem bloqueados D_2 e D_3.

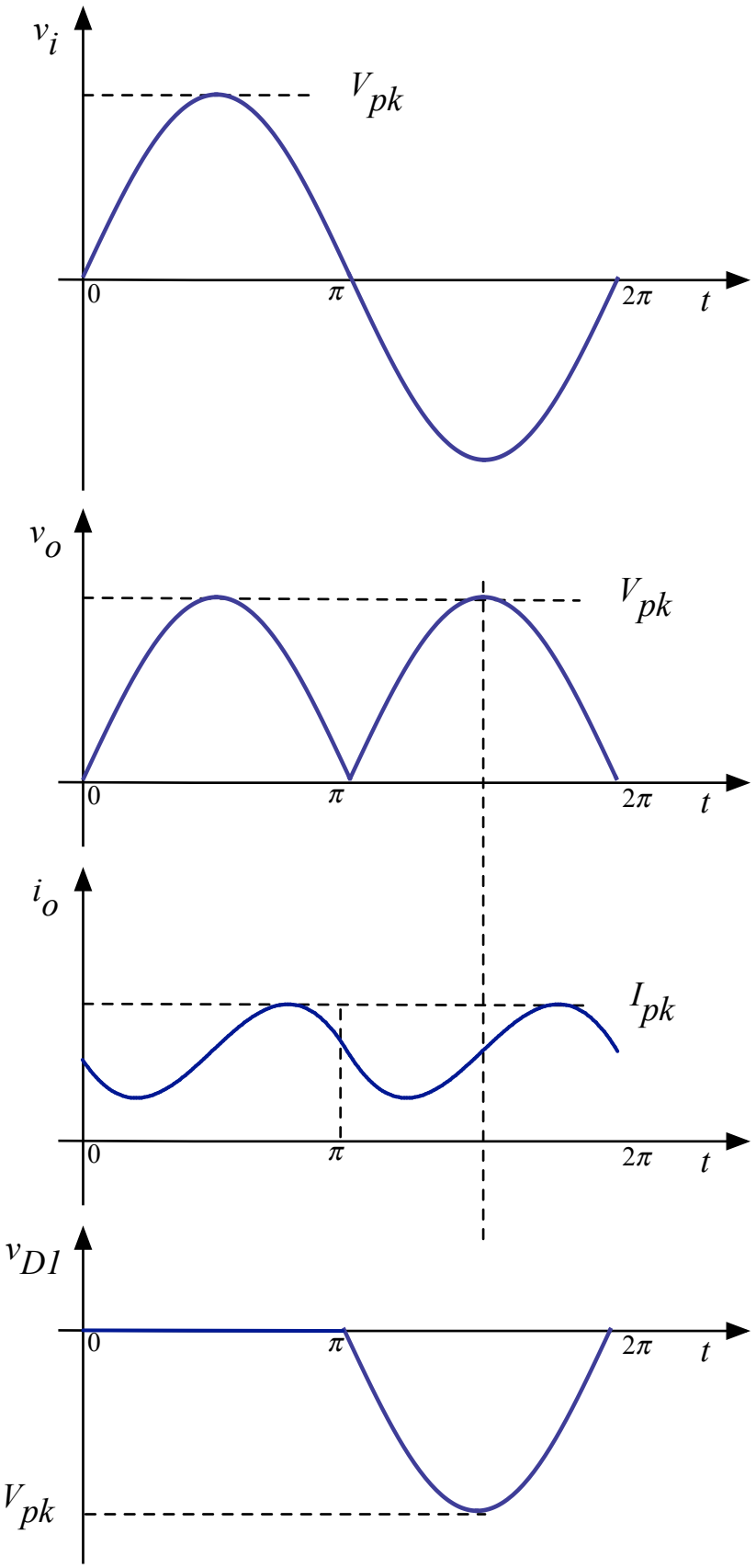


Figura 4 – Principais formas de onda do retificador monofásico de onda completa em ponte com carga resistiva-indutiva.

3 Análise dos Retificadores em Estudo

A seguir será realizada a análise dos retificadores em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito, os esforços nos diodos, fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica.

3.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 1 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio é eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

Já no lado secundário, na Figura 1, se tem:

$$V_{s1(med)} = V_{s2(med)} = 0;$$

$$V_{s1(ef)} = V_{s2(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{N \cdot \sqrt{2}} = \frac{V_{i(pk)}}{1 \cdot \sqrt{2}} == \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}};$$

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{v_p}{v_s} = 1.$$

As tensões nos secundários são iguais, ou seja, o transformador é simétrico. Para simplicidade na análise, a relação de transformação será considerada unitária.

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída de ambos os retificadores de onda completa é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{2 \cdot V_{o(pk)}}{\pi} = \frac{2 \cdot V_{pk}}{\pi}.$$

A tensão eficaz na saída de ambos os retificadores de onda completa é obtida por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi}\left(V_{o(pk)}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left(V_{pk}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt}\,;$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

3.2 Correntes na Saída

As correntes na carga, em ambos os retificadores, são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} \cong \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

Já a corrente eficaz, considerando que o efeito indutivo seja muito maior que o efeito resistivo, será:

$$I_{o(ef)} \cong I_{o(med)} = I_o = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

Por outro lado, se a carga for mista e predominantemente indutiva, pode-se obter a corrente eficaz por:

$$Z_2 = \sqrt{R_o{}^2 + 4\cdot\omega^2\cdot L_o{}^2}\,;$$

$$I_{o(ef)} \cong \sqrt{\left(\frac{4\cdot V_{pk}{}^2}{\pi^2\cdot R_o{}^2} + \frac{8\cdot V_{pk}{}^2}{9\cdot\pi^2\cdot Z_2{}^2}\right)}.$$

3.3 Esforços de Corrente e Tensão no Diodo

A tensão reversa nos diodos do retificador em ponto médio é o dobro do pico da tensão do secundário dos transformadores:

$$V_{D1(RRM)} = V_{D2(RRM)} = 2\cdot V_{pk}.$$

Já no retificador em ponte completa, a tensão reversa máxima nos diodos é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D1(RRM)} = V_{D2(RRM)} = V_{D3(RRM)} = V_{D4(RRM)} = V_{pk}.$$

As correntes de pico nos diodos são iguais às da carga:

$$I_{D(pk)} = I_{o(pk)}.$$

Já as correntes média e eficaz, em cada diodo, são:

$$I_{D(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}.$$

$$I_{D(ef)} = \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}.$$

3.4 Fator de Potência da Estrutura

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente de um circuito. O circuito é considerado ideal, ou seja, sem perdas, além disso, a indutância será considerada muito maior que a resistência, isto é, circuito predominantemente indutivo, portanto:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = 1;$$

$$FP = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_o}{S_i}.$$

A corrente na carga é considerada contínua, assim:

$$i_o = I_o = I_{o(med)} = I_{o(pk)} = I_{o(ef)}.$$

A potência média na carga será:

$$P_o = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)}.$$

Lembrando que a tensão média na carga é:

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\pi}.$$

A corrente em cada secundário, no caso do retificador de onda completa com ponto médio, será:

$$I_{s1(ef)} = I_{s2(ef)} = I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}.$$

Já a potência aparente na entrada (rede) será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)} .$$

Assim, usando:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} .$$

A potência aparente na entrada será:

$$S_i = V_{i(ef)} \cdot I_{o(ef)} = \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot I_o = 1{,}11 \cdot V_{o(med)} \cdot I_o = 1{,}11 \cdot P_o .$$

Finalmente pode-se obter o fator de potência:

$$FP = \frac{P_o}{S_i} = \frac{1}{1{,}11};$$

$$FP = 0{,}91 .$$

O fator de potência dos retificadores de onda completa (com ponto médio e em ponte) é praticamente unitário, o que denota que estas estruturas tem desempenho interessante deste ponto de vista.

3.5 Fator de Conversão das Estruturas

O fator de conversão do conversor ca-cc é uma característica da estrutura que mostra como é a conversão de energia do retificador. Em outras palavras, representa quanto da energia disponibilizada pela fonte (rede elétrica) e consumida é realmente convertida em trabalho pela carga. Não tem relação com a eficiência do circuito, pois os componentes são ideais e não se tem perdas no circuito. Assim, o fator de conversão mostra se a energia disponível é utilizada. Para as duas estruturas de retificador de onda completa em estudo: com ponto médio e em ponte completa, ter-se-á resultados diferentes para o fator de utilização, visto que este depende de como se utiliza o transformador da estrutura.

Inicialmente será feita a análise para o retificador monofásico de onda completa com ponto médio.

O fator de conversão (FC) é definido como a relação entre a potência no lado de corrente contínua (saída) e a potência no lado de corrente alternada (entrada). Assim:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} .$$

A potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) é dada por:

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)} = V_{o(med)} \cdot I_o .$$

No lado da fonte, considerando cada secundário, a potência será:

$$P_{CA} = 2 \cdot V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} .$$

Mas, sabe-se que:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} .$$

$$I_{s1(ef)} = I_{s2(ef)} = I_{D1(ef)} = I_{D2(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} .$$

Então:

$$P_{CA} = 2 \cdot V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = 2 \cdot \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} \cdot V_{o(med)} \cdot I_o = \frac{\pi}{2} \cdot P_{CC} .$$

Portanto, o fator de conversão será:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{2}{\pi};$$

$$FC = 0{,}64 .$$

Em outras palavras, isso significa que apenas 64% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}64 \simeq 1{,}57$ vezes a potência desejada na saída, ou em outras palavras, que o transformador deverá ter 1,57 VA para cada 1 W desejado na carga. Isso denota uma conversão melhor que no retificador de meia onda, mas que ainda pode ser melhorada com o uso de um retificador onda completa em ponte.

Para o retificador em onda completa em ponte, se tem que a potência no lado de corrente contínua (P_{CC}) é dada por:

$$P_{CC} = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)} = V_{o(med)} \cdot I_o .$$

No lado da fonte, a potência será:

$$P_{CA} = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} .$$

Mas, sabe-se que:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \ .$$

$$I_{s(ef)} = I_o \, .$$

Então:

$$P_{CA} = V_{i(ef)} \cdot I_{i(ef)} = \frac{V_{o(med)} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot I_o = 1{,}11 \cdot V_{o(med)} \cdot I_o = 1{,}11 \cdot P_{CC} \, .$$

Portanto, o fator de conversão será:

$$FC = \frac{P_{CC}}{P_{CA}} = \frac{1}{1{,}11};$$

$$FC = 0{,}9 \, .$$

Em outras palavras, isso significa que 90% da potência disponibilizada pela fonte é aproveitada na saída. É o mesmo que dizer que a potência na entrada deve ser $1/0{,}9 \simeq 1{,}11$ vezes a potência desejada na saída, ou em outras palavras, que o transformador deverá ter 1,11 VA para cada 1 W desejado na carga. Isso denota uma conversão melhor que no retificador de meia onda e que no retificador de onda completa com ponto médio.

4 Simulação dos Retificadores em Estudo

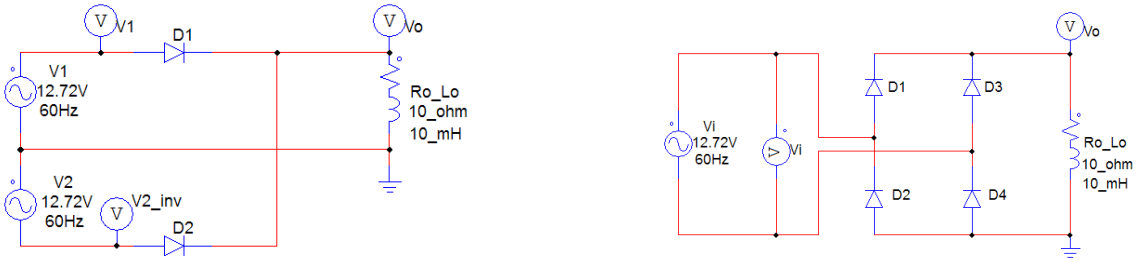
Os retificadores monofásicos de onda completa com carga mista (resistiva-indutiva) serão simulados utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

4.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

Os circuitos simulados no Psim estão mostrados na Figura 5. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de diodo semicondutor. A fonte é para 9 V (eficazes), o que equivale a 12,72 V de pico e frequência de 60 Hz. Os diodos são ideais. A carga é mista com uma resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas

na Figura 6, onde pode-se observar o transitório de partida, com a corrente na carga aumentando de zero até seu valor nominal. Os detalhes destas formas de onda são mostrados na Figura 7. Note que o formato das mesmas condiz com o esperado pela análise do circuito. Na Tabela 1 apresentam-se os principais valores do circuito, calculados e simulados.



Com ponto médio Com ponte completa

Figura 5 – Circuitos simulados no Psim.

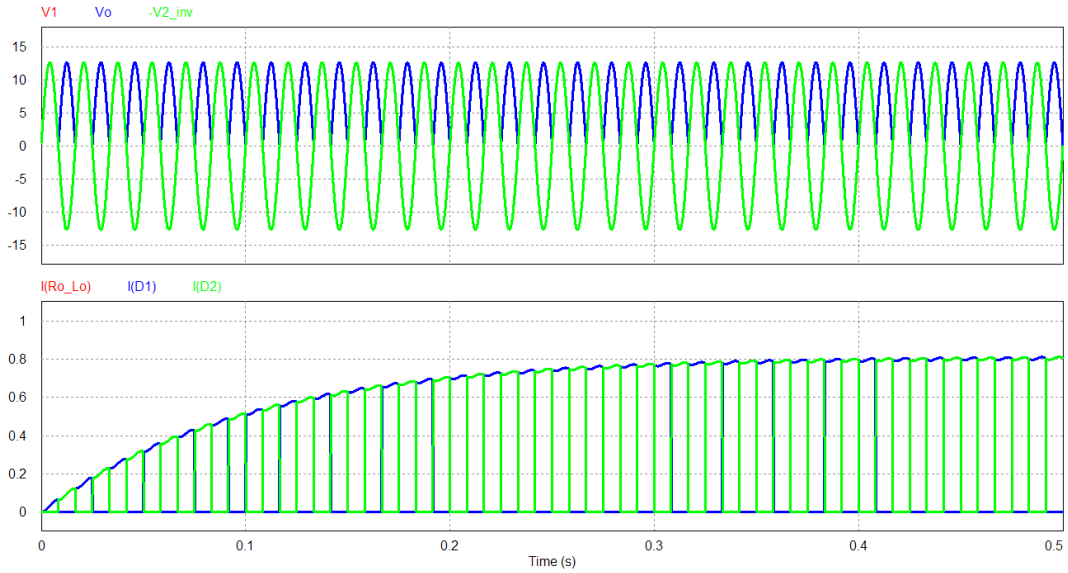


Figura 6 – Principais formas de onda do retificador com ponto médio.

Tabela 1 – Resultados para o retificador de onda completa com ponto médio.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	8,11 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	0,81 A	0,81 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,81 A	0,81 A
P_o	Potência média na carga	6,56 W	6,57 W

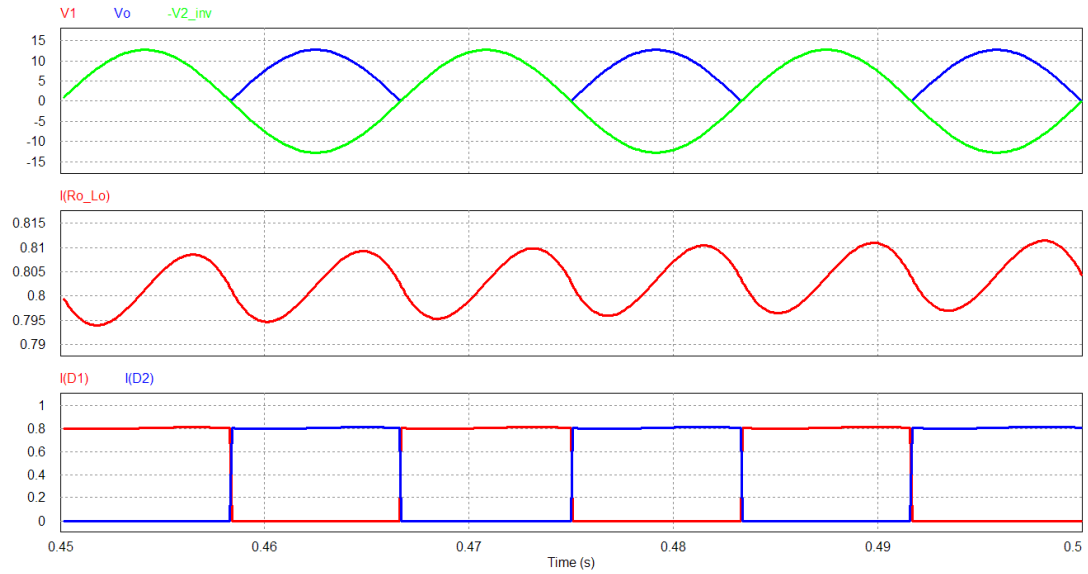


Figura 7 – Detalhes das principais formas de onda do retificador com ponto médio.

A seguir simulou-se o retificador monofásico de onda completa em ponte mostrado na Figura 5, obtendo-se as formas de onda mostradas na Figura 8.

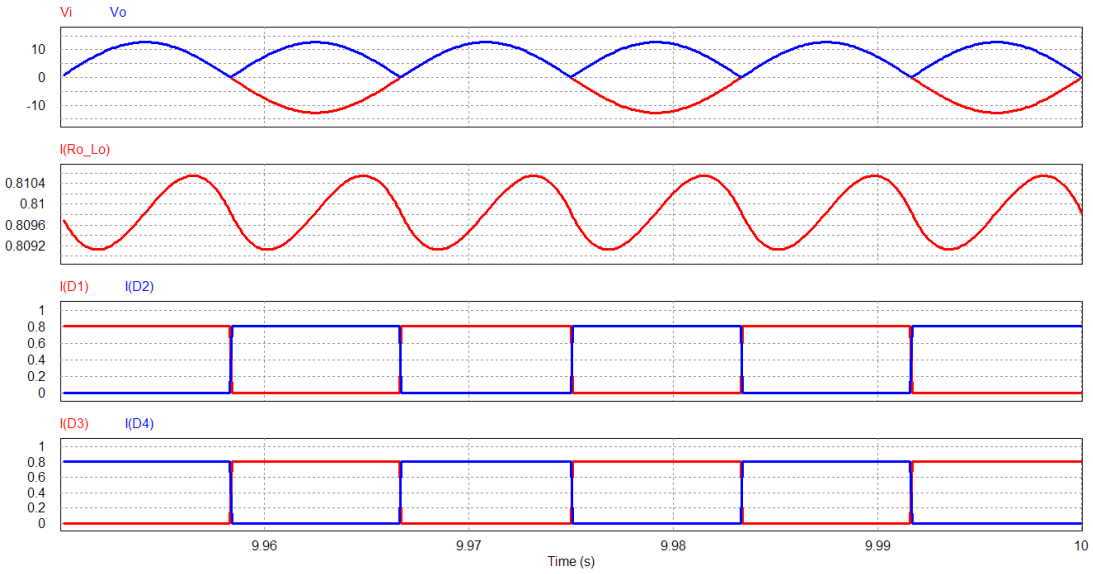


Figura 8 – Principais formas de onda do retificador de onda completa em ponte.

Tabela 2 – Resultados para o retificador de onda completa em ponte.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	8,11 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	0,81 A	0,81 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,81 A	0,81 A
P_o	Potência média na carga	6,56 W	6,57 W

Note pela Figura 8 que a corrente na carga é formada pela parcela que circula pelos diodos D_1 e D_4 e a outra que circula pelos diodos D_2 e D_3.

4.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 9. Note que os componentes são reais, ou seja, os diodos possuem um modelo específico para o circuito, que é o 1N4001. A fonte é para 9 V (eficazes) e frequência de 60 Hz. A carga é mista e tem resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs).

As formas de onda das tensões no circuito são mostradas na Figura 10. Note que agora se percebe claramente a queda de tensão apresentada pelos diodos, que faz com que a tensão de saída seja menor. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 3. Perceba que a potência diminuiu na carga, visto a tensão média ter diminuido.

Na Tabela 3, os valores calculados são para o circuito ideal, ou seja, não se levou em conta a queda de tensão no diodo. Isso foi feito para se ter uma comparação entre os valores do circuito ideal e os valores do circuito real. Nota-se que todas as amplitudes diminuiram, pois cada diodo provoca uma queda de tensão direta da ordem de 1 V.

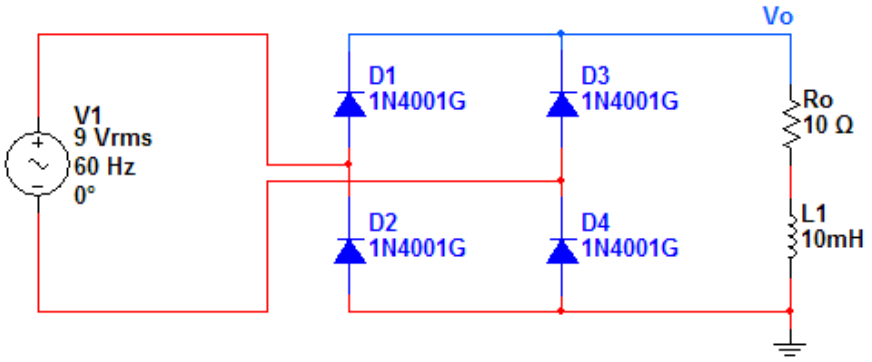


Figura 9 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 3 – Resultados para o retificador de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	10,92 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	8,10 V	6,50 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	0,81 A	1,00 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,81 A	0,34 A
P_o	Potência média na carga	6,56 W	5,0 W

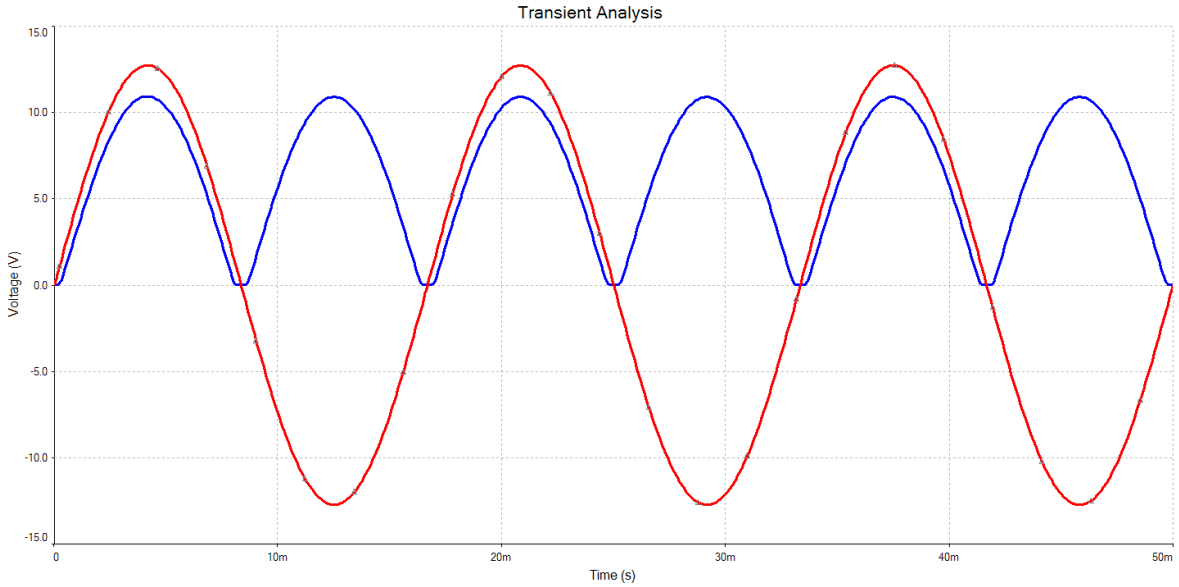


Figura 10 – Formas de onda da tensão de entrada e saída do retificador em ponte.

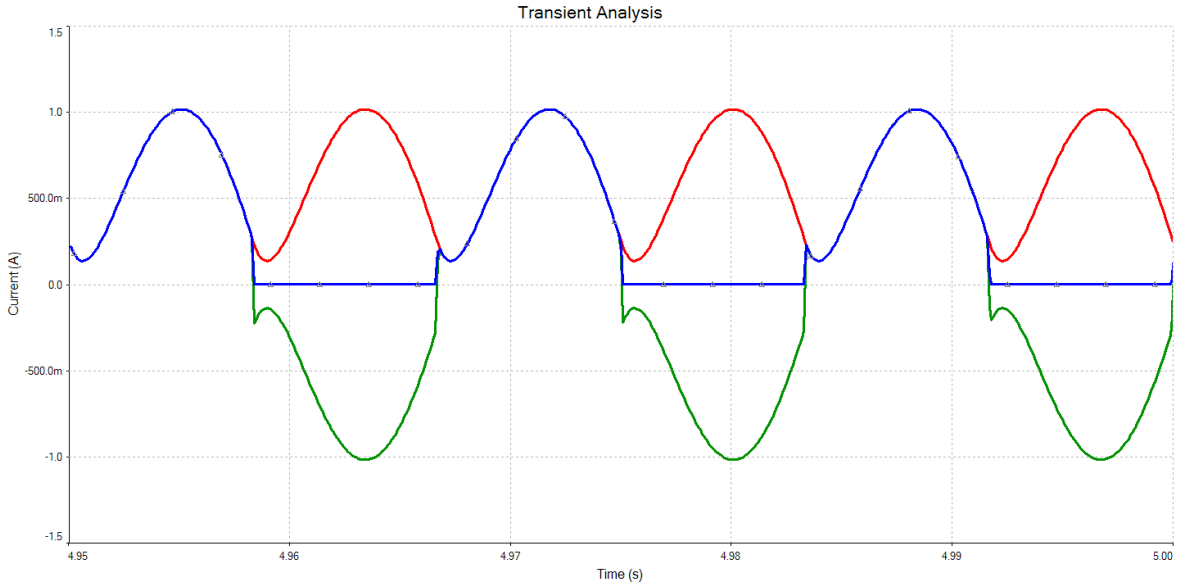


Figura 11 – Formas de onda da corrente de entrada, na saída e no diodo D_1 do retificador em ponte.

As formas de onda das correntes no circuito são mostradas na Figura 11. Note que a corrente apresenta uma pequena distorção na passagem por zero. Isso ocorre devido a queda de tensão nos diodos.

As formas de onda da tensão e corrente na carga são mostradas na Figura 12. Note a ondulação na corrente da carga e seu formato mostrando condução contínua, isto é, a corrente sempre é maior que zero, devido a característica indutiva da carga.

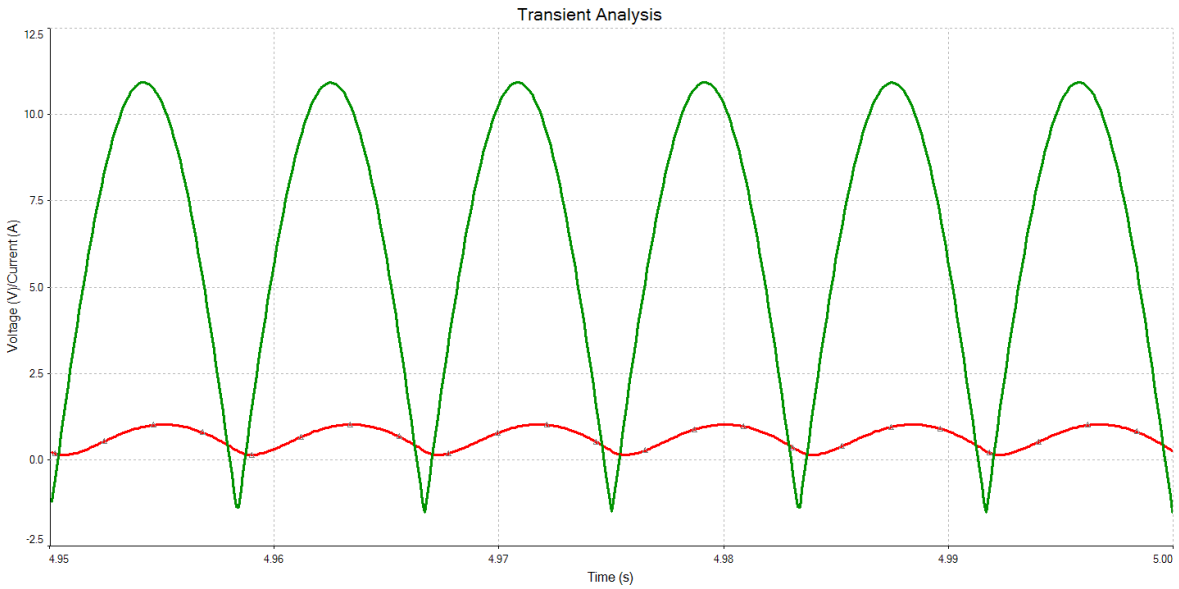


Figura 12 – Formas de onda da tensão e corrente na carga.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 13 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 10 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

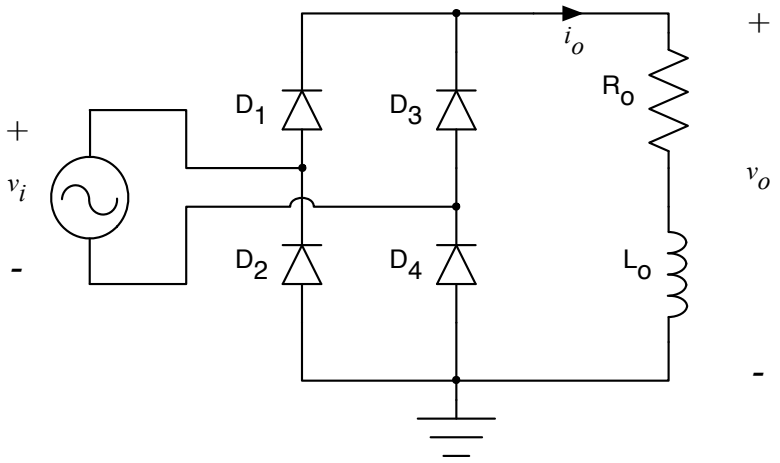


Figura 13 – Circuito para exercício resolvido 01.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V\,.$$

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{pk}}{\pi} = 2 \cdot \frac{16{,}97}{\pi} = 10{,}80V\,.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} = \frac{16{,}97}{\sqrt{2}} = 12V\,.$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} \cong \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{10{,}80}{5} = 2{,}16\,A\,.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{10{,}80}{5} = 2{,}16\,A\,.$$

Para determinar a corrente eficaz, inicialmente verifica-se a carga é predominantemente indutiva:

$$\left|Z_{Lo}\right| = \omega \cdot L_o = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L_o = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10m = 3{,}77\,\Omega\,.$$

Assim, a reatância indutiva tem valor de 3,77 Ω, enquanto a resistência tem valor de 5 Ω. Portanto a carga é mista, não sendo predominantemente indutiva nem resistiva. Então, a corrente eficaz será dada por:

$$Z_2 = \sqrt{R_o{}^2 + 4 \cdot \omega^2 \cdot L_o{}^2} = \sqrt{5^2 + 4 \cdot 377^2 \cdot 10m^2} = 9\,\Omega\,;$$

$$I_{o(ef)} \cong \sqrt{\left(\frac{4 \cdot V_{pk}{}^2}{\pi^2 \cdot R_o{}^2} + \frac{8 \cdot V_{pk}{}^2}{9 \cdot \pi^2 \cdot Z_2{}^2}\right)} = \sqrt{\left(\frac{4 \cdot 16{,}97^2}{\pi^2 \cdot 5^2} + \frac{8 \cdot 16{,}97^2}{9 \cdot \pi^2 \cdot 9^2}\right)} = 2{,}23\,A\,.$$

Note que a corrente eficaz é parecida com a média.

A potência média na carga é:

$$P_o = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)} = 10{,}80 \cdot 2{,}16 = 23{,}33W\,.$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 14 e que a fonte de alimentação seja de 220 V (eficazes), a relação do transformador é de 13 V/V, os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 100 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

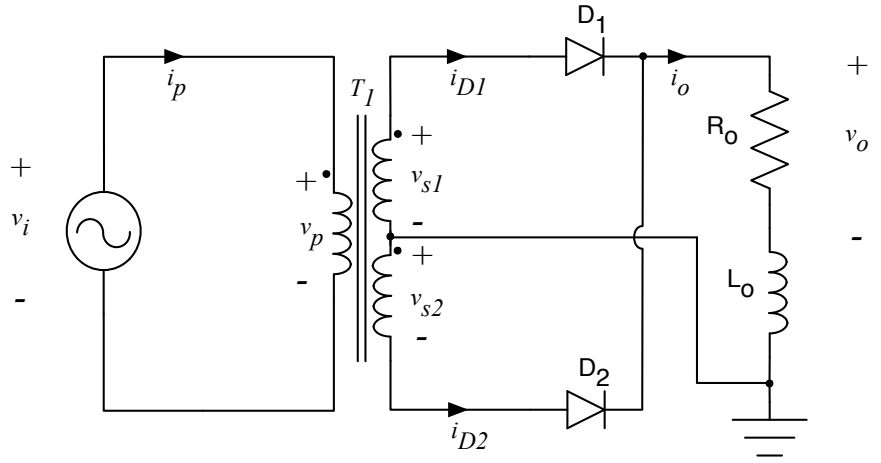


Figura 14 – Circuito para exercício resolvido 02.

A tensão de pico no secundário do transformador e na saída serão:

$$v_{o(pk)} = v_{s1(pk)} = v_{s2(pk)} = \frac{v_{i(pk)}}{N} = \frac{\sqrt{2} \cdot v_{i(ef)}}{N} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{13} = 23{,}93V\,.$$

A tensões média e eficaz na carga serão:

$$V_{o(med)} = 2 \cdot \frac{V_{o(pk)}}{\pi} = 2 \cdot \frac{23{,}93}{\pi} = 15{,}23V\,.$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{23{,}93}{\sqrt{2}} = 16{,}92V\,.$$

Inicialmente verifica-se a carga é predominantemente indutiva:

$$\left|Z_{Lo}\right| = \omega \cdot L_o = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L_o = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 100m = 37{,}7\,\Omega\,.$$

Assim, a reatância indutiva tem valor de 37,7 Ω, enquanto a resistência tem valor de 5 Ω. Portanto a carga pode ser considerada predominantemente indutiva e assim as correntes serão:

$$I_{o(pk)} = I_{o(ef)} = I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{15{,}23}{5} = 3{,}05\,A\,.$$

A potência média na carga é:

$$P_o = V_{o(med)} \cdot I_{o(med)} = 15{,}23 \cdot 3{,}05 = 46{,}45W\,.$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 13 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 50 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- As perdas nos diodos.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 13 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o diodo é o 1N5402 e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 150 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- As perdas nos diodos;
- O rendimento do circuito.

EP 03) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 06) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 07) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 09) Faça o cálculo térmico para o exemplo resolvido 02 (ER 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 10) Faça o cálculo térmico para o exemplo proposto 02 (EP 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 11) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com uma tensão na fonte maior do que a tensão reversa suportada pelos diodos. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) de onda completa com carga resistiva-indutiva.

Em síntese, objetiva-se:

- Simular retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva-indutiva;
- Analisar retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva-indutiva;
- Entender o funcionamento dos circuitos retificadores;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

6.2 Retificador de Onda Completa em Ponte com Carga RL

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 15. A tensão da fonte de alimentação (v_i) será de 21,1 V de pico. O resistor de carga (R_o) será de 10 Ω e a indutância de carga (L_o) será de 10 mH. Os diodos são ideais.

Anote os valores simulados e calculados na Tabela 4.

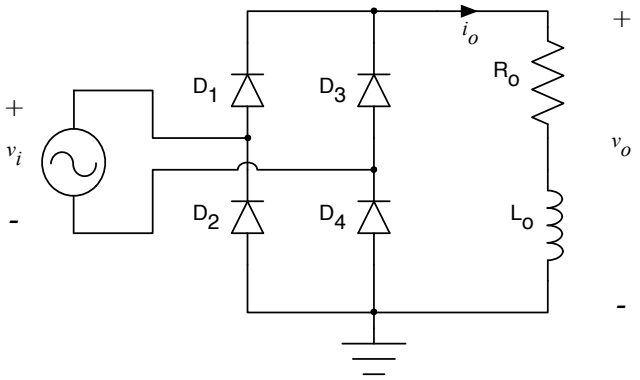


Figura 15 – Circuito do retificador de onda completa em ponte.

Tabela 4 – Resultados para o retificador de onda completa.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga		
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga		
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga		
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga		
P_o	Potência média na carga		

6.3 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda da tensão de entrada e de saída do retificador.
2) Os resultados obtidos na simulação condizem com os valores calculados?
3) Qual a diferença na tensão de saída em relação ao retificador de meia onda?
4) Determine o valor eficaz da tensão de saída.
5) Determine o valor eficaz da corrente de saída.

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

Capítulo 9

Retificadores Monofásicos com Filtro Capacitivo

Meta deste capítulo

Estudar os conversores ca-cc monofásicos operando com filtro capacitivo.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre retificadores monofásicos de onda completa com carga resistiva-indutiva.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos retificadores monofásicos controlados.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2013 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os retificadores monofásicos de meia onda e de onda completa, com carga resistiva pura ou com carga mista, isto é, com resistência e indutância. Estes retificadores entregam à carga uma forma de onda senoidal retificada, que ainda não é contínua, apesar de possuir valor médio.

Neste capítulo serão estudados os mesmos retificadores, mas com a inserção de um filtro capacitivo, visando tornar a tensão de saída próxima de contínua pura. Em consequência, o funcionamento dos circuitos será bem diferente do anteriormente estudado, afetando também o formato das correntes no circuito e do fator de potência das estruturas.

O uso de equipamentos eletrônicos nas residências, comércio e indústria tem aumentado a cada dia, com a proliferação de aplicações com as mais diversas finalidades, dentre elas: médicas, fabris, segurança, comunicação, entretenimento, etc.

O estágio de entrada, do ponto de vista do fornecimento de energia, de grande parte dos equipamentos eletrônicos, é um circuito retificador, tanto em fontes lineares ou em fontes chaveadas.

Estes circuitos retificadores, genericamente denominados de conversores de corrente alternada para corrente contínua (ca-cc), empregam dispositivos semicondutores não-lineares, que podem ser diodos, tiristores ou interruptores chaveados em alta frequência, no caso de MOSFETs (*metal-oxide- semiconductor-field-effect-transistor*) e IGBTs (*insulated-gate-bipolar-transistor*).

A análise matemática destes circuitos, em função das não-linearidades dos componentes envolvidos, se torna complexa, exigindo uma abordagem simplificada com fins de projeto e especificação de componentes (BARBI, 2005 e 2006).

Uma alternativa para evitar a análise dispendiosa dos circuitos dos retificadores é utilizar os simuladores de circuitos eletrônicos, obtendo então as amplitudes e formas de onda de interesse. Por outro lado, a alternativa de utilizar simuladores é pouco prática para fins de projeto, quando um mesmo produto precisa ser alterado, ou então durante a fase de especificação de componentes, onde comumente se torna necessária a alteração de variáveis, visando a otimização do projeto ou a redução de seu custo final.

De outro modo, existe a possibilidade de uma análise mais completa, como por exemplo as realizadas em (PRESSMAN, 1998) ou (BARBI, 2005), mas que levam a elaboração de ábacos, dificultando a posterior etapa de projeto de circuitos em virtude de exigir a consulta a estes ábacos para a especificação dos componentes do conversor.

Assim, neste capítulo se pretende apresentar uma metodologia simples e com bons resultados para circuitos retificadores monofásicos. Este capítulo está organizado nos seguintes tópicos:

- Retificador monofásico de meia onda – onde se apresenta o funcionamento, equacionamento, metodologia de projeto e resultados de simulação do retificador monofásico de meia onda;
- Retificador monofásico de onda completa em ponte – é apresentado o funcionamento, equacionamento, metodologia de projeto e resultados de simulação do retificador monofásico de onda completa em ponte;
- Retificador monofásico ponte completa dobrador de tensão – onde se apresentam as diferenças no projeto deste conversor em relação aos retificadores de meia onda e onda completa;
- Projeto com tensão de entrada variável – considerações a respeito do projeto nesta situação de operação;
- Corrente de partida de circuitos retificadores com filtro capacitivo – considerações sobre como limitar a corrente de partida nos conversores cc-ca.

Assim, neste capítulo será realizada a análise dos retificadores de meia onda e onda completa com filtro capacitivo, operando com carga resistiva. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

2 Retificador Monofásico de Meia Onda

2.1 Apresentação do Conversor

O circuito do retificador monofásico de meia onda é mostrado na Figura 1. Este retificador consiste na utilização de apenas um diodo e filtro capacitivo na saída.

As principais formas de onda do retificador de meia onda são mostradas na Figura 2. Para este conversor têm-se três etapas distintas de funcionamento, durante o semiciclo positivo da tensão da rede:

1ª Etapa – $0 \leq t \leq t_1$ – O diodo está bloqueado e a carga recebe energia do capacitor;

2ª Etapa – $t_1 \leq t \leq t_2$ – O diodo está conduzindo e o capacitor é carregado com a energia vinda da rede. Este intervalo é denominado de t_c na Figura 2;

3ª Etapa – $t_2 \leq t \leq \pi$ – O diodo está bloqueado e a carga recebe energia do capacitor.

No semiciclo negativo da tensão da rede, ou seja, no tempo de π até 2π o diodo permanece bloqueado e a carga recebe energia do capacitor.

A tensão máxima no capacitor de filtro é denominada de $V_{C1(max)}$ e a tensão mínima de $V_{C1(min)}$. A corrente que circula pelo diodo é considerada, simplificadamente, com forma triangular e possui valor de pico denominado de $I_{D1(max)}$.

O intervalo no qual ocorre transferência de energia da rede para o capacitor, quando o diodo conduz, é denominado de tempo de condução (t_c).

A corrente na carga é considerada contínua e sem ondulação, com valor constante I_o.

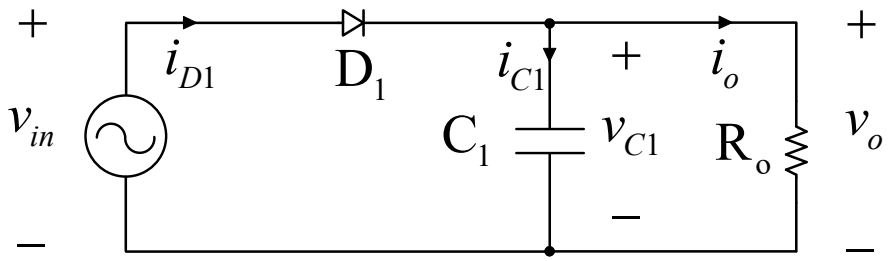


Figura 1 – Circuito do retificador monofásico de meia onda.

2.2 Análise Matemática do Retificador

A análise simplificada apresentada neste trabalho é baseada em (UNITRODE, 1986) e (BARBI, 2005). Naqueles trabalhos a forma de onda da corrente foi considerada retangular, concluindo-se posteriormente que a mesma seria triangular.

Assim, neste capítulo apresentar-se-á a análise considerando a forma de onda triangular, como será feito a seguir.

A energia transferida da rede para o capacitor durante o intervalo de condução do diodo ($t_c=t_2-t_1$) durante o semiciciclo positivo da rede é dada por:

$$W_{in} \cong \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot \left(V_{C1(\max)}{}^2 - V_{C1(\min)}{}^2 \right) \qquad (1)$$

Já a energia transferida para a carga durante um ciclo da rede será:

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f_r} \qquad (2)$$

A frequência da rede de energia elétrica é denominada de f_r.

Igualando-se as expressões (1) e (2):

$$C_1 = 2 \cdot \frac{P_{in}}{f_r \cdot \left(V_{C1(\max)}{}^2 - V_{C1(\min)}{}^2 \right)} \qquad (3)$$

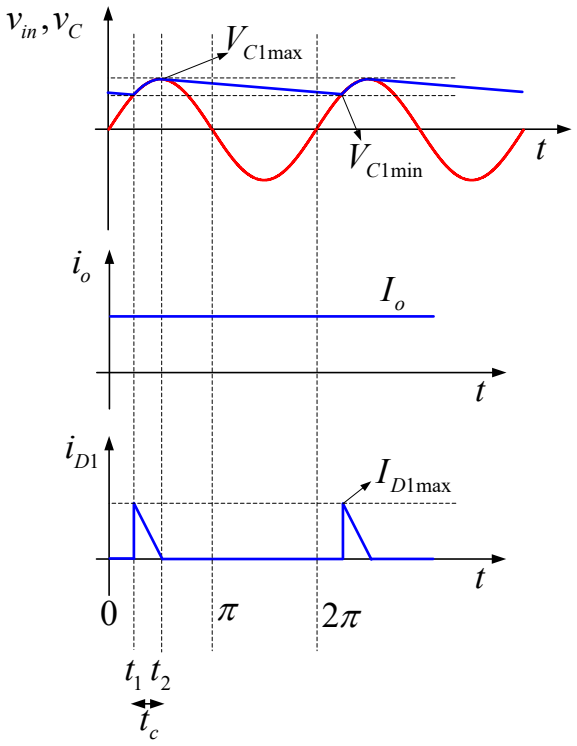


Figura 2 – Principais formas de onda para o retificador de meia onda com filtro capacitivo.

A tensão mínima no capacitor de filtro pode ser determinada pela expressão a seguir:

$$V_{C1(\min)} = V_{C1(\max)} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_r \cdot t_c\right) \qquad (4)$$

Portanto:

$$t_c = \frac{\arccos\left(\dfrac{V_{C1(\min)}}{V_{C1(\max)}}\right)}{2\pi \cdot f_r} \qquad (5)$$

A tensão média, aproximada, na saída do retificador é:

$$V_{o(med)} = V_{C1(med)} = \frac{V_{C1(\max)} + V_{C1(\min)}}{2} \qquad (6)$$

O cálculo exato, considerando a integral da forma de onda de tensão no capacitor, leva a uma expressão mais complexa, com um erro de menos de 1% em relação ao valor aproximado. Assim, pode-se utilizar a expressão (6) sem acarretar em erro significativo.

A tensão máxima, desconsiderando a queda de tensão no diodo será:

$$V_{C1(\max)} = \sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} \qquad (7)$$

Considerando a ondulação de tensão sobre o capacitor (*ripple*), denominada de ΔV_{C1}, se tem:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta\%}{100} \cdot V_{C1(\max)} \qquad (8)$$

$$V_{C1(\min)} = V_{C1(\max)} - \Delta V_{C1} \qquad (9)$$

A ondulação de tensão (Δ%) foi especificada como um percentual da tensão máxima (de pico) na rede.

A corrente na carga pode ser determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{V_{C1(med)}}{R_o} \qquad (10)$$

A potência processada pelo circuito, desconsiderando as perdas nos seus elementos, será:

$$P_{in} = P_o = V_{o(med)} \cdot I_o \qquad (11)$$

De outro modo, a energia elétrica transferida da rede para o capacitor durante a condução do diodo é dada a seguir:

$$\Delta Q = \frac{I_{D1(\max)} \cdot t_c}{2} = C_1 \cdot \Delta V_{C1} \qquad (12)$$

Em conseguinte, a corrente máxima pode ser obtida como:

$$I_{D1(\max)} = \frac{2 \cdot C_1}{t_c} \cdot \left(V_{C1(\max)} - V_{C1(\min)} \right) \qquad (13)$$

A corrente no diodo é dada por:

$$i_{D1} = i_{C1} + i_o \qquad (14)$$

Além disso, o valor eficaz desta corrente será:

$$I_{D1(ef)}{}^2 = I_{D1(med)}{}^2 + I_{D1(caef)}{}^2 \qquad (15)$$

O valor eficaz da corrente no diodo ($I_{D1(ef)}{}^2$) é composto pela soma quadrática de seu valor médio ($I_{D1(med)}{}^2$) e do valor eficaz de sua parcela alternada ($I_{D1(caef)}{}^2$).

Portanto:

$$I_{D1(caef)} = \sqrt{I_{D1(ef)}{}^2 - I_{D1(med)}{}^2} \qquad (16)$$

Considerando uma forma de onda triangular para a corrente no diodo, seu valor instantâneo será:

$$i_{D1}(t) = I_{D1(\max)} - \frac{I_{D1(\max)}}{t_c} \cdot t \text{ para } t_1 \le t \le t_2 \qquad (17)$$

O valor médio e o valor eficaz da corrente no diodo serão respectivamente:

$$I_{D1(med)} = \frac{I_{D1(\max)} \cdot t_c}{2 \cdot t_r} \qquad (18)$$

$$I_{D1(ef)} = \frac{I_{D1(\max)}}{3} \cdot \sqrt{3 \cdot \frac{t_c}{t_r}} \qquad (19)$$

O período da tensão alternada senoidal da rede de energia elétrica é dado por:

$$t_r = \frac{1}{f_r} \qquad (20)$$

A corrente eficaz no capacitor, considerando que a corrente de saída (i_o) é contínua, será:

$$I_{C(ef)} = \frac{I_{D1(\max)}}{6 \cdot t_r} \cdot \sqrt{3 \cdot t_c \cdot (4 \cdot t_r - 3 \cdot t_c)} \qquad (21)$$

Finalmente, o fator de potência da estrutura será:

$$I_{f(ef)} = I_{D1(ef)} = \frac{I_{D1(\max)}}{3} \cdot \sqrt{3 \cdot \frac{t_c}{t_r}} \qquad (22)$$

$$P_f = P_{in} = P_o = V_{o(med)} \cdot I_o \qquad (23)$$

$$S_f = V_{in(ef)} \cdot I_{f(ef)} \qquad (24)$$

$$FP = \frac{P_f}{S_f} = \frac{V_{o(med)} \cdot I_o}{V_{in(ef)} \cdot I_{f(ef)}} \qquad (25)$$

3 Retificador Monofásico de Onda Completa

3.1 Apresentação do Conversor

O circuito do retificador monofásico de onda completa é mostrado na Figura 3. Este retificador consiste na utilização de uma ponte completa de diodos, formada por 4 diodos discretos

ou por um módulo com os 4 diodos integrados. O capacitor de filtro da tensão de saída também é parte imprescindível do conversor.

As principais formas de onda do retificador de meia onda são mostradas na Figura 4. Para este conversor têm-se seis etapas distintas de funcionamento, durante um período da tensão da rede:

1ª Etapa – $0 \leq t \leq t_1$ – Os diodos estão bloqueados e a carga recebe energia do capacitor;

2ª Etapa – $t_1 \leq t \leq t_2$ – Os diodos D_1 e D_4 estão conduzindo e o capacitor é carregado com a energia vinda da rede. Este intervalo é chamado de t_c na Figura 4;

3ª Etapa – $t_2 \leq t \leq \pi$ – Os diodos estão bloqueados e a carga recebe energia do capacitor;

4ª Etapa – $\pi \leq t \leq t_3$ – Os diodos estão bloqueados e a carga recebe energia do capacitor;

5ª Etapa – $t_3 \leq t \leq t_4$ – Os diodos D_2 e D_3 estão conduzindo e o capacitor é carregado com a energia vinda da rede. Este intervalo é chamado de t_c na Figura 4;

6ª Etapa – $t_4 \leq t \leq 2\pi$ – Os diodos estão bloqueados e a carga recebe energia do capacitor.

A tensão máxima no capacitor de filtro é denominada de $V_{C1(max)}$ e a tensão mínima de $V_{C1(min)}$. A corrente que circula pelos diodos é considerada, simplificadamente, com forma triangular e possui valor de pico denominado de $I_{D1(max)}$.

O intervalo no qual ocorre transferência de energia da rede para o capacitor, quando os diodos conduzem, é denominado de tempo de condução (t_c).

A corrente na carga é considerada contínua e sem ondulação, com valor constante I_o.

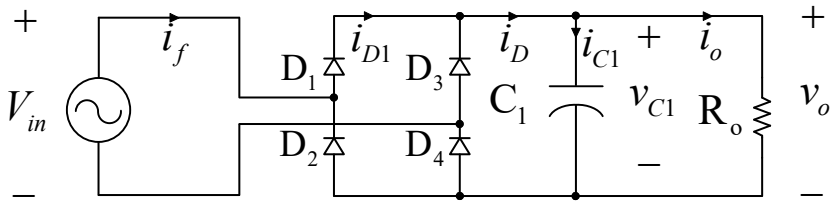


Figura 3 – Circuito do retificador monofásico de onda completa em ponte.

3.2 Análise Matemática do Retificador

A análise simplificada apresentada neste trabalho é baseada em (UNITRODE, 1986) e (BARBI, 2005). Naqueles trabalhos a forma de onda da corrente foi considerada retangular, concluindo-se posteriormente que mesma seria triangular.

Assim, neste trabalho apresentar-se-á a análise considerando a forma de onda triangular, como será feito a seguir.

A energia transferida da rede para o capacitor durante o intervalo de condução dos diodos (t_c=t_2-t_1) durante cada semiciciclo é dada por:

$$\frac{W_{in}}{2} \cong \frac{1}{2} \cdot C_1 \cdot \left(V_{C1(\max)}{}^2 - V_{C1(\min)}{}^2 \right) \qquad (26)$$

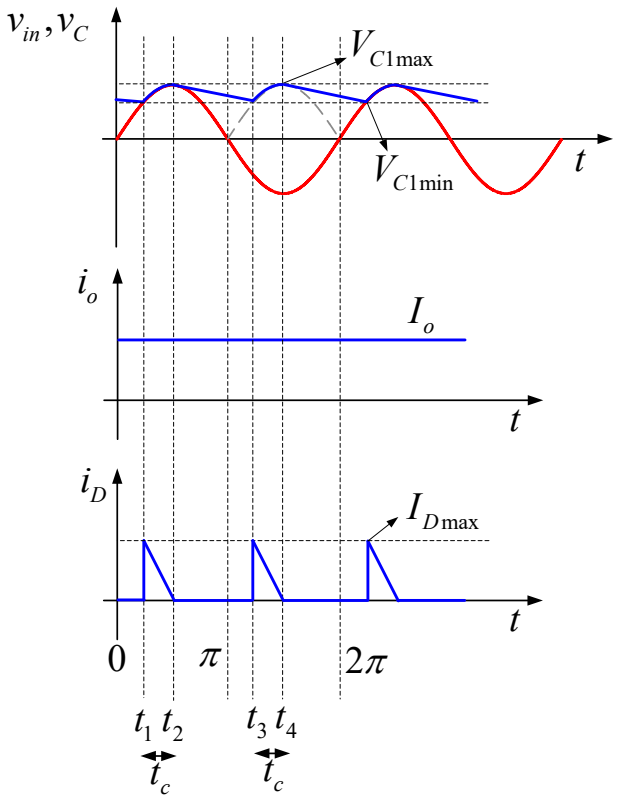


Figura 4 – Principais formas de onda para o retificador de onda completa com filtro capacitivo.

Já a energia transferida para a carga durante um ciclo da rede será:

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{f_r} \qquad (27)$$

A frequência da rede de energia elétrica é denominada de f_r.

Igualando-se as expressões (26) e (27):

$$C_1 = \frac{P_{in}}{f_r \cdot \left(V_{C1(\max)}{}^2 - V_{C1(\min)}{}^2 \right)} \qquad (28)$$

A tensão mínima no capacitor de filtro pode ser determinada pela expressão a seguir:

$$V_{C1(\min)} = V_{C1(\max)} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_r \cdot t_c\right) \qquad (29)$$

Portanto:

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{C1(\min)}}{V_{C1(\max)}}\right)}{2\pi \cdot f_r} \qquad (30)$$

A tensão média, aproximada, na saída do retificador é:

$$V_{o(med)} = V_{C1(med)} = \frac{V_{C1(\max)} + V_{C1(\min)}}{2} \qquad (31)$$

O cálculo exato, considerando a integral da forma de onda de tensão no capacitor, leva a uma expressão mais complexa, com um erro de menos de 1% em relação ao valor aproximado. Assim, pode-se utilizar a expressão (31) sem acarretar em erro significativo.

A tensão máxima, desconsiderando a queda de tensão nos diodos será:

$$V_{C1(\max)} = \sqrt{2} \cdot V_{in(ef)} \qquad (32)$$

Considerando uma ondulação de tensão sobre o capacitor (*ripple*), denominada de ΔV_{C1}, se tem:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta\%}{100} \cdot V_{C1(\max)} \qquad (33)$$

$$V_{C1(\min)} = V_{C1(\max)} - \Delta V_{C1} \qquad (34)$$

A ondulação de tensão (Δ%) foi especificada como um percentual da tensão máxima (de pico) na rede.

A corrente na carga pode ser determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{V_{C1(med)}}{R_o} \qquad (35)$$

A potência processada pelo circuito, desconsiderando as perdas nos seus elementos, será:

$$P_{in} = P_o = V_{o(med)} \cdot I_o \qquad (36)$$

De outro modo, a energia elétrica transferida da rede para o capacitor durante a condução dos diodos é dada a seguir:

$$\Delta Q = \frac{I_{D(\max)} \cdot t_c}{2} = C_1 \cdot \Delta V_{C1} \qquad (37)$$

Em conseguinte, a corrente máxima pode ser obtida como:

$$I_{D(\max)} = \frac{2 \cdot C_1}{t_c} \cdot \left(V_{C1(\max)} - V_{C1(\min)} \right) \qquad (38)$$

A corrente na saída da ponte retificadora, ou seja, no conjunto de diodos, é dada por:

$$i_D = i_{C1} + i_o \qquad (39)$$

Além disso, o valor eficaz desta corrente será:

$$I_{D(ef)}{}^2 = I_{D(med)}{}^2 + I_{D(caef)}{}^2 \qquad (40)$$

O valor eficaz da corrente na saída da ponte retificadora ($I_{D(ef)}{}^2$) é composto pela soma quadrática de seu valor médio ($I_{D(med)}{}^2$) e do valor eficaz de sua parcela alternada ($I_{D(caef)}{}^2$).

Portanto:

$$I_{D(caef)} = \sqrt{I_{D(ef)}{}^2 - I_{D(med)}{}^2} \qquad (41)$$

Considerando uma forma de onda triangular para a corrente nos diodos, seu valor instantâneo será:

$$i_D(t) = I_{D(\max)} - \frac{I_{D(\max)}}{t_c} \cdot t \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_2 \qquad (42)$$

O valor médio e o valor eficaz da corrente na saída da ponte retificadora serão respectivamente:

$$I_{D(med)} = \frac{I_{D(\max)} \cdot t_c}{t_r} \qquad (43)$$

$$I_{D(ef)} = \frac{I_{D(\max)}}{3} \cdot \sqrt{6 \cdot \frac{t_c}{t_r}} \qquad (44)$$

O período da tensão alternada senoidal da rede de energia elétrica é dado por:

$$t_r = \frac{1}{f_r} \qquad (45)$$

A corrente eficaz no capacitor, considerando que a corrente de saída (i_o) é contínua, será:

$$I_{C(ef)} = \frac{I_{D(\max)}}{3 \cdot t_r} \sqrt{3 \cdot t_c \cdot \left(2 \cdot t_r - 3 \cdot t_c\right)} \tag{46}$$

Por sua vez, a corrente média nos diodos será a metade da corrente média da saída da ponte retificadora:

$$I_{D1(med)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{D(\max)} \cdot t_c}{t_r} \tag{47}$$

Já a corrente eficaz em cada diodo será:

$$I_{D1(ef)} = \frac{I_{D(\max)}}{3} \cdot \sqrt{3 \cdot \frac{t_c}{t_r}} \tag{48}$$

Finalmente, o fator de potência da estrutura será:

$$I_{f(ef)} = I_{D(ef)} = \frac{I_{D(\max)}}{3} \cdot \sqrt{6 \cdot \frac{t_c}{t_r}} \tag{49}$$

$$P_f = P_{in} = P_o = V_{o(med)} \cdot I_o \tag{50}$$

$$S_f = V_{in(ef)} \cdot I_{f(ef)} \tag{51}$$

$$FP = \frac{P_f}{S_f} = \frac{V_{o(med)} \cdot I_o}{V_{in(ef)} \cdot I_{f(ef)}} \tag{52}$$

4 Retificador Monofásico Dobrador de Tensão

O retificador monofásico ponte completa dobrador de tensão é utilizado frequentemente em equipamentos que operam com duas tensões de alimentação, ou seja, bi-volt. O circuito deste retificador é mostrado na Figura 5.

A chave S_1 tem a finalidade de fazer a seleção da tensão de entrada, com duas condições:

- S_1 aberta – operação em 220 V e retificação em onda completa;
- S_1 fechada – operação em 110 V e retificação em meia onda.

Nota-se então que este retificador tem dois modos distintos de operação quando operando em 110 ou em 220 V. Assim, o projeto deste conversor deve ser feito no pior caso de operação, qual seja:

- Operação em 110 V, isto é, na menor tensão, onde se terá as maiores correntes na entrada para a mesma potência de saída;
- Funcionamento como retificador de meia onda, o que levará ao projeto dos

capacitores com maior valor.

Maiores detalhes do funcionamento deste retificador podem ser obtidos em (BARBI, 2005).

Com a universalização de fontes chaveadas de baixa potência alimentando os circuitos eletrônicos, a preferência por tensão universal de operação tem predominado sobre o uso de fontes bi-volt. Assim, o circuito retificador de onda completa em ponte é o que tem sido largamente empregado nestas fontes de alimentação, levando ao desuso do retificador dobrador de tensão.

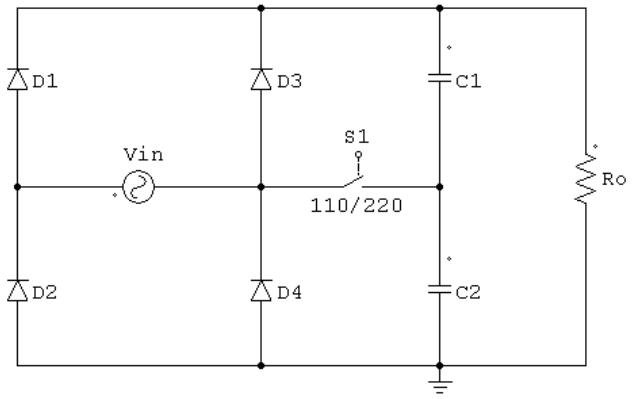


Figura 5 – Circuito do retificador ponte completa dobrador de tensão.

5 Projeto com Tensão de Entrada Variável

Ao se realizar um projeto onde a tensão de entrada é variável, o que é comum em projetos práticos, deve-se considerar as piores situações.

Assim, para determinar o capacitor e as correntes dos elementos deve-se considerar a menor tensão, pois nessa situação se terão as maiores correntes nos elementos e a ondulação será crítica.

Já para a escolha da tensão nominal do capacitor e da tensão reversa dos diodos deve-se considerar a maior tensão e no seu valor de pico.

6 Corrente de Partida em Circuitos Retificadores

Ao se ligar um circuito retificador com filtro capacitivo a corrente de partida tende a assumir valores elevados e que podem ser destrutivos aos componentes do circuito, principalmente os diodos semicondutores.

Esta corrente de partida do circuito é devida ao fato do capacitor de filtro estar descarregado e se comportar como um curto-circuito ao se ligar a fonte.

A pior situação ocorre ao se ligar uma fonte na maior tensão da rede e justamente no seu pico. Assim, a corrente de partida teórica seria infinita. Os limitantes da amplitude desta corrente são as resistências e indutâncias parasitas da rede de energia elétrica, transformadores, fusíveis, disjuntores e chaves que estão em série até a tomada de energia elétrica na qual a fonte está conectada.

Deve-se então considerar a utilização de uma resistência em série com o circuito para a partida do mesmo. Esta resistência é calculada por:

$$R_s = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in(\max)}}{I_{D(\max)}} \qquad (53)$$

Onde a corrente $I_{D(max)}$ é a corrente máxima não repetitiva do diodo escolhido. Por exemplo, para os diodos da série 1N400x, a corrente média é 1 A e a corrente máxima não repetitiva é 30 A. Nesta situação, considerando uma rede com tensão de 220 V ±20%, se teria:

$$R_s = \frac{\sqrt{2} \cdot (220 + 20\%)}{30} = 12,44\,\Omega \qquad (54)$$

7 Simulação dos Retificadores em Estudo

Os retificadores monofásicos de meia onda e de onda completa com filtro capacitivo serão simulados com o *software* PSIM. As simulações realizadas serão com componentes ideiais, visando confrontar os resultados teóricos com os obtidos pelo simulador de circuitos eletrônicos. Inicialmente realiza-se a simulação do retificador de meia onda, e a seguir do retificador de onda completa.

7.1 Simulação do Retificador de Meia Onda com Filtro Capacitivo

Com o objetivo de comprovar a metodologia de análise do retificador de meia onda apresentada, será realizado um exemplo numérico, com as seguintes especificações:

- $V_{in(ef)}$ = 219,91 V;
- P_o = 100 W;
- $\Delta\%$ = 10%;
- f_r = 50 Hz.

Os valores calculados, simulados e o erro comparativo do calculado com o simulado, são

apresentados na Tabela 1.

O erro (ε) é calculado considerando o valor simulado (x_{sim}) como o verdadeiro em relação ao valor calculado (x_{cal}), assim:

$$\varepsilon = \frac{x_{cal} - x_{sim}}{x_{sim}} \cdot 100\% \qquad (55)$$

O capacitor calculado foi:

$$C_1 = 2{,}177 \cdot 10^{-4}\ F \qquad (56)$$

Tabela 1 – Resultados calculados e simulados do retificador de meia onda.

Variável	Calculado	Simulado	Erro(%)
V_{C1max}	311,00 V	311,00 V	0,00
ΔV_{C1}	31,1 V	28,89 V	-7,66
V_{C1min}	279,9 V	282,08 V	0,77
t_c	1,436 ms	1,434 ms	0,3
V_{C1med}	295,45 V	298,06 V	0,88
I_o	0,338 A	0,339 A	0,28
I_{D1max}	9,43 A	9,26 A	-1,82
I_{D1med}	0,338 A	0,338 A	0,00
I_{D1ef}	1,459 A	1,454 A	-0,33
I_{C1ef}	1,419 A	1,414 A	-0,36
P_o=P_f	100 W	100,44 W	0,44
S_f	320,70 VA	319,85 VA	-0,29
FP	0,312	0,314	0,72

Pelos resultados apresentados, nota-se que o erro é significativo apenas na ondulação de tensão sobre o capacitor de filtro.

Neste caso o erro cometido é no sentido conservativo, ou seja, para a ondulação de tensão no capacitor se tem na prática um valor menor, o que é desejável.

O circuito simulado no *software* de simulação numérica PSIM (www.powersimtech.com) está mostrado na Figura 6. Os resultados de simulação são mostrados na Figura 7.

O resistor de carga foi calculado pela expressão a seguir. O seu valor é fundamental para que os valores calculados e simulados sejam condizentes.

$$R_o = \frac{V_{omed}}{I_o} = 875{,}075\Omega \qquad (57)$$

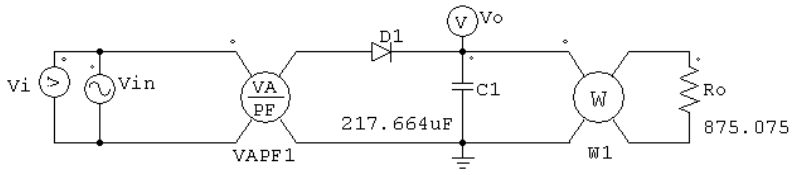


Figura 6 – Circuito simulado.

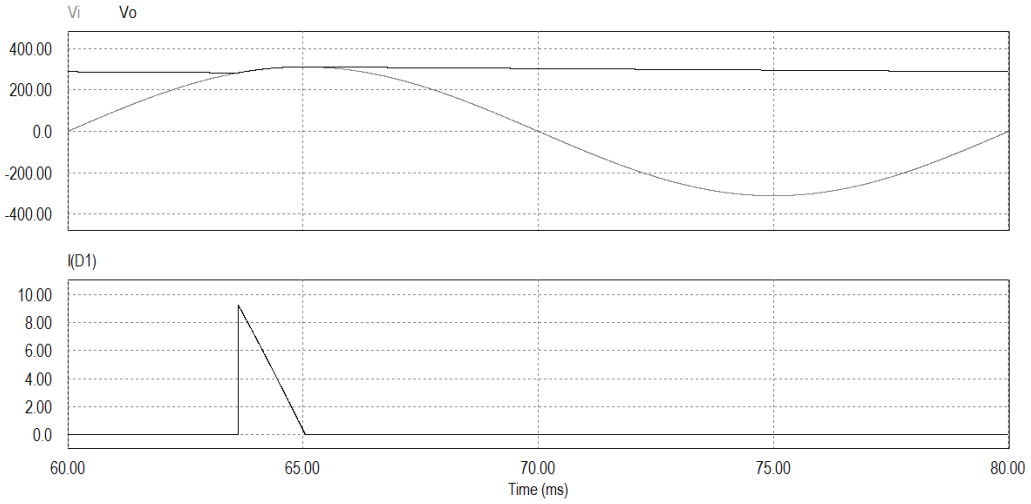


Figura 7 – Principais formas de onda obtidas por simulação.

7.2 Simulação do Retificador de Onda Completa com Filtro Capacitivo

Com o objetivo de comprovar a metodologia de análise do retificador de onda completa apresentada, será realizado um exemplo numérico, com as seguintes especificações:

- $V_{in(ef)} = 219{,}91$ V;
- $P_o = 100$ W;
- $\Delta\% = 10\%$;
- $f_r = 50$ Hz.

Os valores calculados, simulados e o erro comparativo do calculado com o simulado, são apresentados na Tabela 2.

O erro (ε) é calculado considerando o valor simulado (x_{sim}) como o verdadeiro em relação ao valor calculado (x_{cal}), assim:

$$\varepsilon = \frac{x_{cal} - x_{sim}}{x_{sim}} \cdot 100\% \qquad (58)$$

O capacitor calculado foi:

$$C_1 = 1{,}088 \cdot 10^{-4}\ F \qquad (59)$$

Tabela 2 – Resultados calculados e simulados do retificador ponte completa.

Variável	Calculado	Simulado	Erro(%)
V_{C1max}	311,00 V	311,00 V	0,00
Δ_{VC1}	31,1 V	26,81 V	-16,00
V_{C1min}	279,9 V	284,27 V	1,54
t_c	1,436 ms	1,442 ms	0,45
V_{C1med}	295,45 V	298,06 V	0,88
I_o	0,338 A	0,339 A	0,55
I_{Dmax}	4,71 A	4,63 A	-1,81
I_{Dmed}	0,338 A	0,339 A	0,55
I_{Def}	1,031 A	1,032 A	0,03
I_{C1ef}	0,974 A	0,973 A	-0,14
I_{D1med}	0,169 A	0,1694	0,16
I_{D1ef}	0,729 A	0,727 A	-0,25
$P_o=P_f$	100 W	101,26 W	1,24
S_f	226,83 VA	227,23 VA	0,17
FP	0,441	0,468	5,8

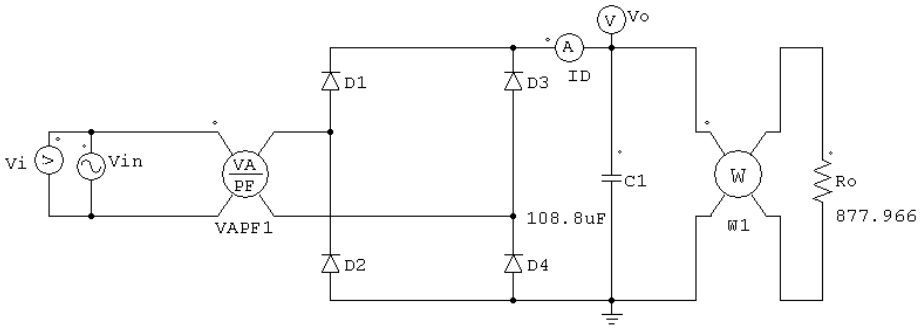


Figura 8 – Circuito simulado.

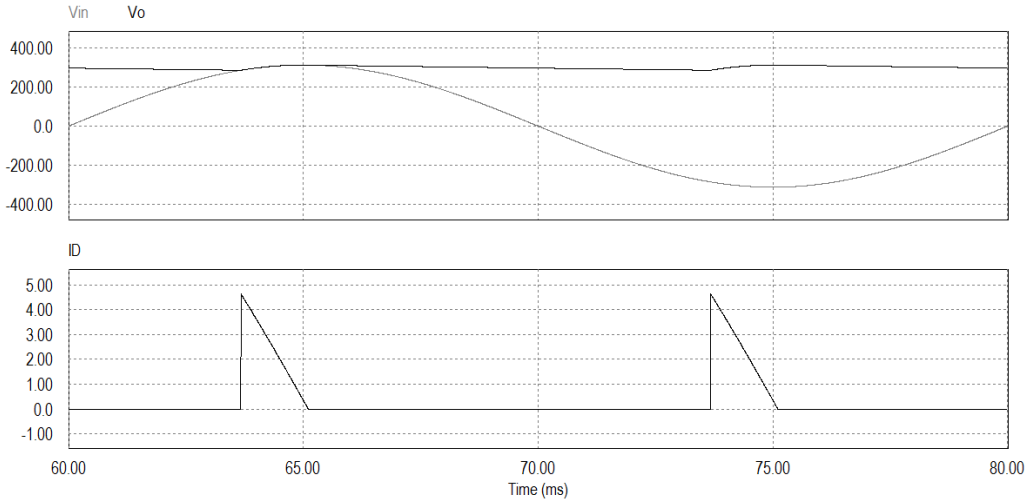


Figura 9 – Principais formas de onda obtidas por simulação.

8 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes) e frequência de 60 Hz, os diodos são ideais e a carga tem resistência de 5 Ω, o capacitor tem 1.000 μF de capacitância, determine:

- As tensões máxima, mínima e máxima na carga;
- A potência média na carga.

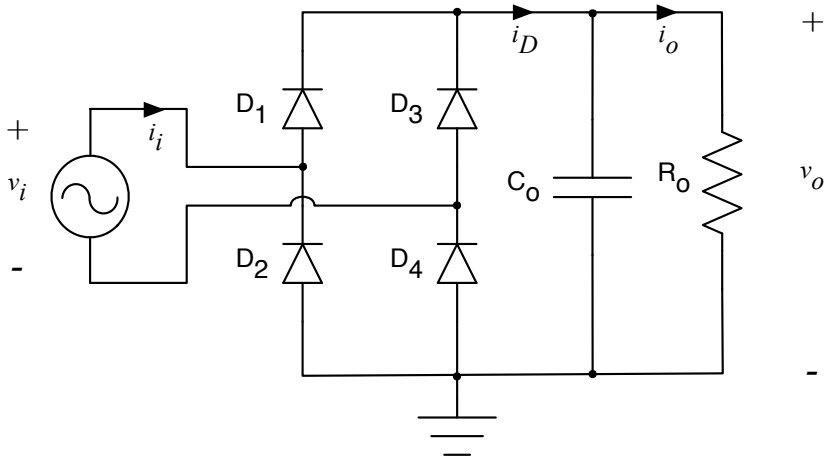


Figura 10 – Circuito para exercício resolvido 01.

A tensão máxima na carga será:

$$V_{Co(\max)} = V_{o(\max)} = V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V \text{ .}$$

Usando-se a expressão a seguir, pode-se obter a tensão mínima:

$$C_1 = \frac{P_{in}}{f_r \cdot \left(V_{Co(\max)}{}^2 - V_{Co(\min)}{}^2 \right)} \text{ ;}$$

$$V_{Co(\min)} = \sqrt{V_{Co(\max)}{}^2 - \frac{P_{in}}{f_r \cdot C_1}} \text{ ;}$$

Para que o resultado da raiz quadrada seja positivo será necessário:

$$V_{Co(\max)}{}^2 > \frac{P_{in}}{f_r \cdot C_1} \text{ ;}$$

$$P_{in} < f_r \cdot C_1 \cdot V_{Co(\max)}{}^2 \text{ ;}$$

$P_{in} < 60 \cdot 1.000\mu \cdot 16,97^2$;

$P_{in} < 17,28W$.

E como os componentes são ideais:

$P_o = P_{in} \cdot \eta = 17,28 \cdot 1 = 17,28W$.

A tensão mínima será obtida por:

$$P_o = \frac{V_{o(\max)} + V_{o(\min)}}{2};$$

$$V_{o(\min)} = 2 \cdot P_o - V_{o(\max)} = 2 \cdot 17,28 - 16,97 = 17,59V.$$

Note que os resultados obtidos são aproximados. Para se expressar um resultado exato, seria necessário um processo iterativo, estimando uma ondulação de tensão inicial e calculando o capacitor de filtro, até obter um resultado que levasse ao valor do capacitor correto.

Assim seja, estimando uma ondulação de tensão de 10%:

$$\Delta V_{C1} = \frac{\Delta\%}{100} \cdot V_{C1(\max)} = \frac{10}{100} \cdot 16,97 = 1,697V;$$

$$V_{C1(\min)} = V_{C1(\max)} - \Delta V_{C1} = 16,97 - 1,697 = 15,273V.$$

Assim:

$$P_{in} = P_o = \frac{V_{o(\max)} + V_{o(\min)}}{2} = \frac{16,97 + 15,273}{2} = 16,12W.$$

Portanto:

$$C_1 = \frac{16,12}{60 \cdot \left(16,97^2 - 15,273^2\right)} \cong 4.910\mu F.$$

Assim, nota-se que o capacitor calculado para 10% de ondulação (*ripple*) é maior do que aquele empregado no circuito, que possui valor de 1.000 µF. Isso significa que a ondulação será maior do que 10%, portanto precisa-se refazer a sequência de passos acima até encontrar o valor correto para o capacitor.

Fazendo este processo em um *software* matemático, por exemplo no Smath Studio, obtém-se uma ondulação de 49%.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes) e frequência de 60 Hz, os diodos são ideais e a carga tem potência de 20 W, determine:

- O capacitor necessário para uma ondulação na tensão de saída de 20%;
- A tensões máxima, mínima e máxima na carga;
- As correntes máxima e média nos diodos;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- O fator de potência do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 10 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes) e frequência de 60 Hz, os diodos são do tipo 1N5402 e a carga tem potência de 10 W, determine:

- O capacitor necessário para uma ondulação na tensão de saída de 20%;
- A tensões máxima, mínima e máxima na carga;
- As correntes máxima e média nos diodos;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa nos diodos;
- O fator de potência do circuito.

EP 03) Determine o rendimento do circuito no exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Determine o rendimento do circuito no exercício proposto 02 (EP 02).

EP 05) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 06) Desenhe as principais formas de onda para o exercício proposto 02 (EP 02).

EP 07) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 09) Faça o cálculo térmico para o exercício proposto 02 (EP 02). Se necessário usar dissipador, escolha outro modelo de diodo para empregar naquele circuito.

EP 11) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com uma tensão na fonte maior do que a tensão reversa suportada pelos diodos. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

EP 12) Simule o circuito do exemplo proposto 02 (EP 02) com um valor de capacitor diferente daquele calculado. Verifique o funcionamento do circuito nestas condições. Comente.

9 Laboratório

9.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) de onda completa com filtro capacitivo.

Em síntese, objetiva-se:

- Realizar cálculos teóricos com retificadores monofásicos;
- Determinar as principais variáveis do circuito considerando requisitos de projeto;
- Calcular as principais grandezas do circuito;
- Simular um conversor ca-cc;
- Observar as principais formas de onda do circuito;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

9.2 Retificador de Onda Completa em Ponte com Filtro Capacitivo

O circuito do retificador em estudo está mostrado na Figura 11.

Na Figura 11 está sendo empregado um transformador abaixador de tensão, conectado na rede de 220 V e 60 Hz. Na saída deste transformador conectou-se uma ponte retificadora com diodos, seguida de um capacitor de filtro. A tensão de saída do transformador é de 16 V.

Se desejar inserir sinalização com LED na saída da fonte, lembre de inserir um resistor série para limitar a corrente no elemento sinalizador.

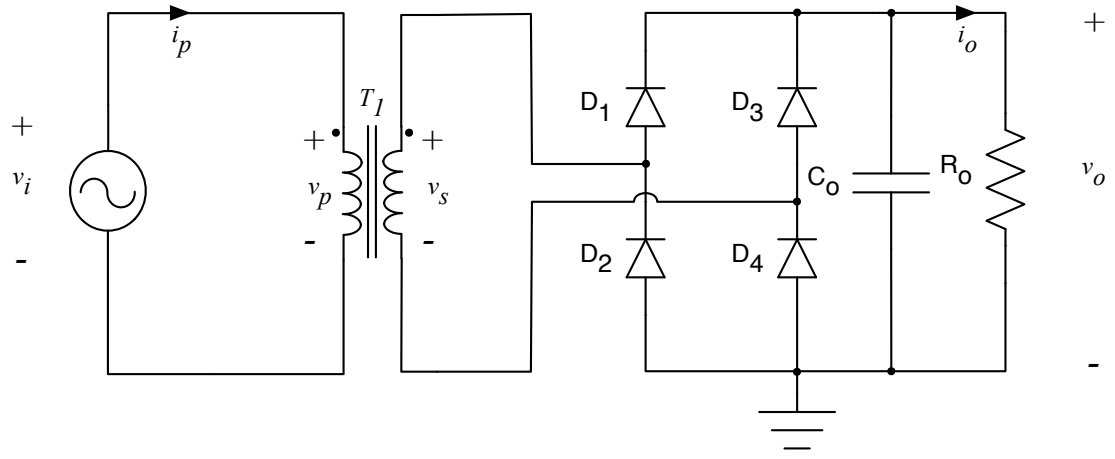


Figura 11 – Circuito do retificador de onda completa em ponte com filtro capacitivo.

9.3 Projeto do Retificador

Calcule as principais variáveis do circuito e escolha os seus elementos, utilizando a metodologia apresentada em aula. Anote os resultados nas Tabela 3 e Tabela 4 abaixo. Os dados do transformador disponível já estão anotados na tabela.

Tabela 3 – Componentes escolhidos.

Elemento	Variável do circuito	Valores determinados
Transformador	Tensão do primário	220 V
	Tensão do secundário	16 V
	Corrente eficaz no secundário	350 mA
	Potência aparente	5,6 VA
Capacitor	Capacitância	
	Tensão de trabalho	
Diodos	Modelo de diodo escolhido	
	Corrente média	
	Tensão reversa máxima	

Tabela 4 – Valores projetados e simulados para o retificador em estudo.

Variável do circuito	Valores calculados	Valores simulados
Tensão eficaz no secundário		
Tensão média no capacitor C_1		
Tensão máxima no capacitor C_1		
Tensão mínima no capacitor C_1		
Ondulação (*ripple*) de tensão na carga		
Corrente média na carga		
Corrente máxima nos diodos		
Corrente média nos diodos		
Tensão máxima sobre os diodos		
Corrente eficaz no secundário		
Potência ativa na carga		
Potência aparente na entrada		
Fator de potência da estrutura		

9.4 Simulação do Retificador

Simule o circuito da fonte ca-cc mostrado na Figura 11, verificando seu correto funcionamento.

9.5 Principais Formas de Onda

Esboce as principais formas de onda do circuito da Figura 11, conforme solicitado na Figura 12.

9.6 Análise dos Resultados

Faça uma análise entre os valores calculados e aqueles obtidos por simulação, comentando sobre eventuais diferenças e os motivos que a provocaram.

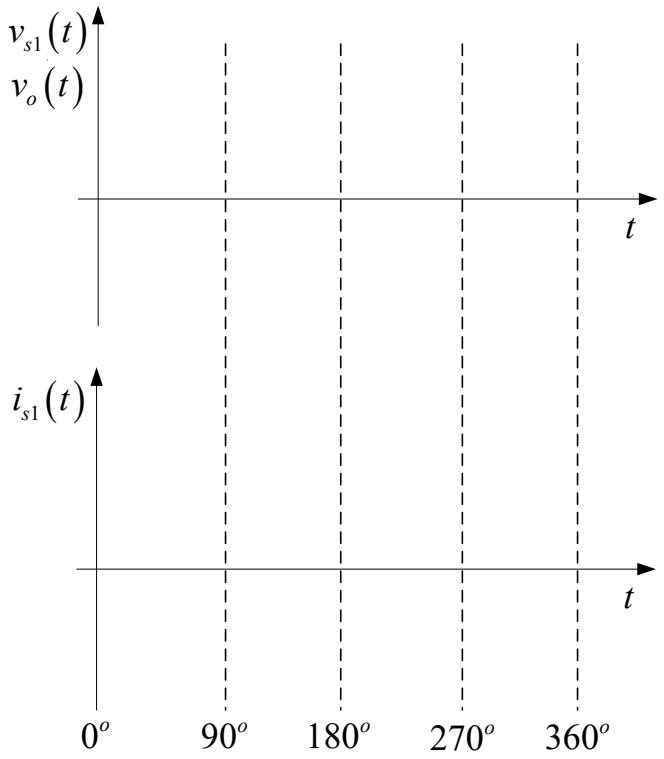


Figura 12 – Principais formas de onda do retificador projetado.

10 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP –

UNICAMP, 2013.

[9] UNITRODE. Line Input AC to DC Conversion and Input Filter Capacitor Selection. Power Supply Seminar, Unitrode Switchgin Regulated Power Supply Design Seminar Manual, Texas, EUA. 1986.

10

Capítulo

Retificadores Monofásicos Controlados

Meta deste capítulo

Estudar os conversores ca-cc monofásicos controlados.

objetivos

- Entender o funcionamento de circuitos retificadores controlados;
- Realizar cálculos com conversores ca-cc;
- Simular conversores ca-cc;
- Implementar retificadores monofásicos.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre retificadores monofásicos de onda completa com filtro capacitivo.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de conversores cc-cc.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2013 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os retificadores monofásicos de meia onda e onda completa com carga resistiva, mista (resistiva-indutiva) e finalmente com filtro capacitivo.

Aqueles retificadores não possuíam controle sobre a tensão de saída, ou seja, a tensão seria constante, dependendo apenas da tensão de entrada e das quedas de tensão nos elementos do retificador.

Em muitos casos, principalmente em acionamento de motores de corrente contínua, deseja-se variar sua velocidade, o que pode ser feito variando a tensão aplicada sobre os mesmos. Assim, conversores ca-cc com tensão variável na saída são atrativos para estas aplicações.

Os conversores ca-cc com saída ajustável podem ser implementados com tiristores ou transistores operando em alta frequência. Os primeiros serão estudados neste capítulo, enquanto os segundos não serão abordados neste curso, por empregarem conceitos e técnicas de controle mais elaboradas, que fogem do escopo de um curso inicial em Eletrônica de Potência.

Neste capítulo serão abordados os conversores ca-cc de meia onda, onda completa com derivação central e ponte completa, todos com cargas resistivas e mistas e empregando tiristores.

Assim, neste capítulo serão apresentados os conversores ca-cc controlados e será realizada a análise dos mesmos com carga resistiva e carga mista. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

2 Retificador Monofásico Controlado de Meia Onda

2.1 Operação com Carga Resistiva

O conversor ca-cc (retificador) monofásico controlado de meia onda com carga resistiva é um circuito simples, conforme pode ser observado na Figura 1. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o tiristor é o elemento retificador (T_1) e a carga é o resistor R_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

Este conversor tem três etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e sem corrente de gatilho no tiristor ($i_G=0$), o tiristor não conduz e a tensão na carga é zero;

2ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente de gatilho no tiristor ($i_G>i_{GT}$), o tiristor conduz e a tensão de entrada é aplicada na saída;

3ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, o tiristor está bloqueado e a tensão na carga é zero, independente de ter corrente no gatilho ou não.

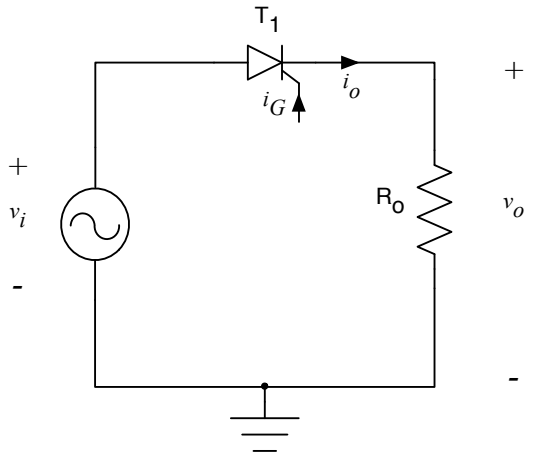


Figura 1 – Retificador monofásico controlado de meia onda com carga resistiva.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada apenas alimenta a carga no semiciclo positivo e quando houver corrente suficiente de gatilho (maior que a corrente de disparo do tiristor (i_{GT})), sendo que o semiciclo negativo não é utilizado neste retificador. As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e corrente de gatilho são mostradas na Figura 2.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o tiristor é ideal. No entanto, este valor de pico depende do ângulo de disparo (α) do tiristor. A corrente na carga é uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa no tiristor possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Note que a corrente de gatilho é aplicada na forma de um pulso, visto que o tiristor continua em condução mesmo após se retirar o sinal no gatilho.

No semiciclo negativo da tensão de entrada não é aplicado sinal no gatilho, pois de todo modo o tiristor não entraria em condução.

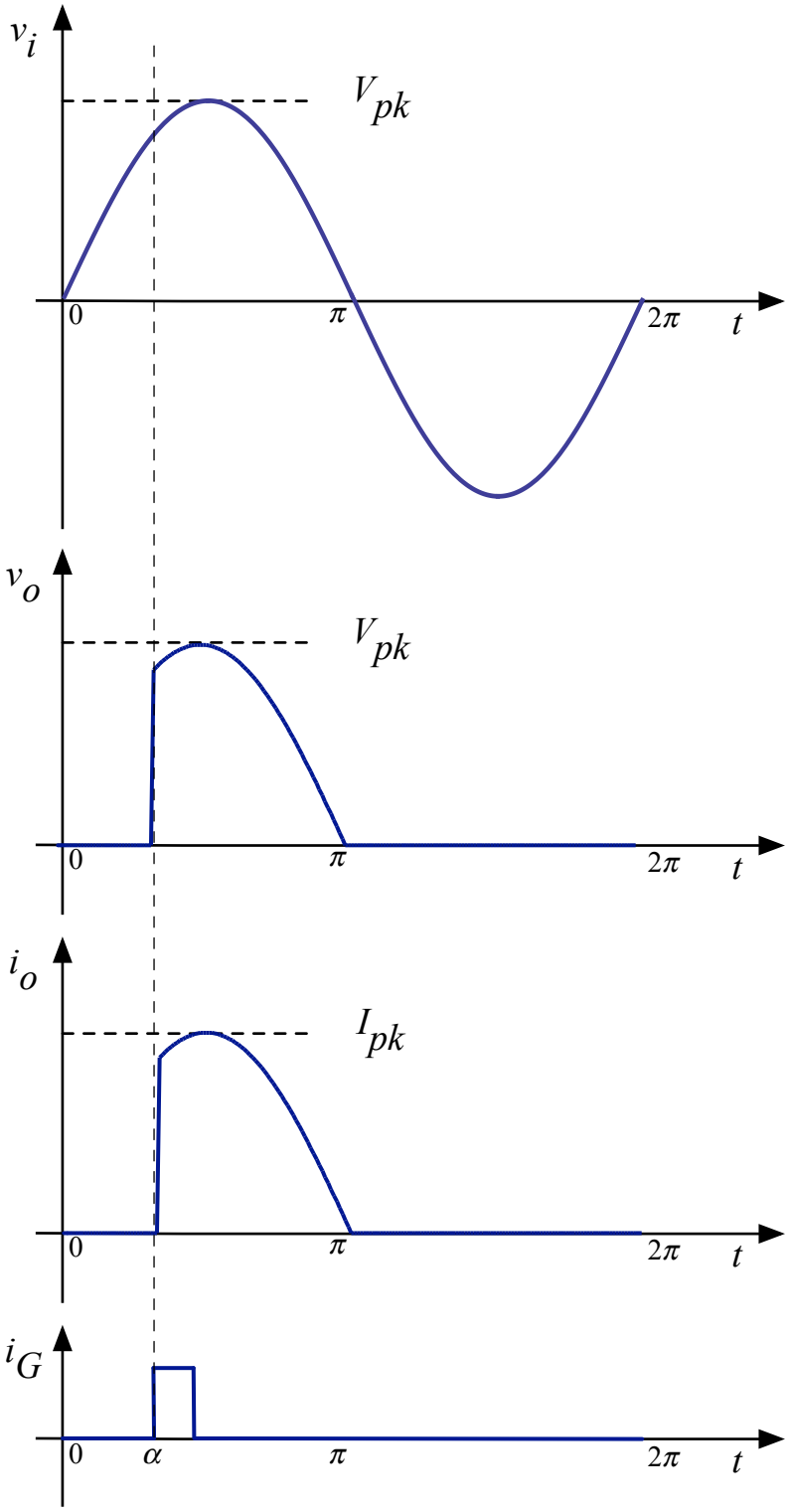


Figura 2 – Principais formas de onda do retificador monofásico controlado de meia onda com carga resistiva.

2.1.1 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços no tiristor. O fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica não serão determinadas.

2.1.1.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada, desde que o ângulo de disparo do tiristor seja menor que 90º:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right) = \frac{V_{pk}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right).$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = 0{,}159 \cdot V_{pk} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right).$$

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \left(V_{o(pk)} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} \left(V_{pk} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt};$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos(\alpha) \cdot \mathrm{sen}(\alpha)}{\pi}} = \frac{V_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos(\alpha) \cdot \mathrm{sen}(\alpha)}{\pi}}.$$

2.1.1.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{\alpha}{4 \cdot \pi} + \frac{\text{sen}\left(2 \cdot \alpha\right)}{8 \cdot \pi}} .$$

2.1.1.3 Esforços de Corrente e Tensão no Tiristor

A tensão reversa máxima no tiristor T_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{T1(RRM)} = V_{pk} .$$

Já as correntes no tiristor são iguais às da carga:

$$I_{T1(pk)} = I_{o(pk)} .$$

$$I_{T1(med)} = I_{o(med)} .$$

$$I_{T1(ef)} = I_{o(ef)} .$$

2.2 Operação com Carga Resistiva-Indutiva (RL)

O conversor ca-cc (retificador) monofásico controlado de meia onda com carga mista (resistiva-indutiva) é mostrado na Figura 3. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o tiristor é o elemento retificador (T_1) e a carga é formada pelo resistor R_o e pela indutância L_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

Este conversor tem quatro etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e sem corrente de gatilho no tiristor ($i_G=0$), o tiristor não conduz e a tensão na carga é zero;

2ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente de gatilho no tiristor ($i_G>i_{GT}$), o tiristor conduz e a tensão de entrada é aplicada na saída;

3ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, o tiristor ainda está conduzindo, visto a corrente da carga não ser zero. O tiristor conduz até o ângulo em que a corrente se anula (β);

4ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a corrente se anular (β), o tiristor está bloqueado e a tensão na carga é zero, independente de ter corrente no gatilho ou não.

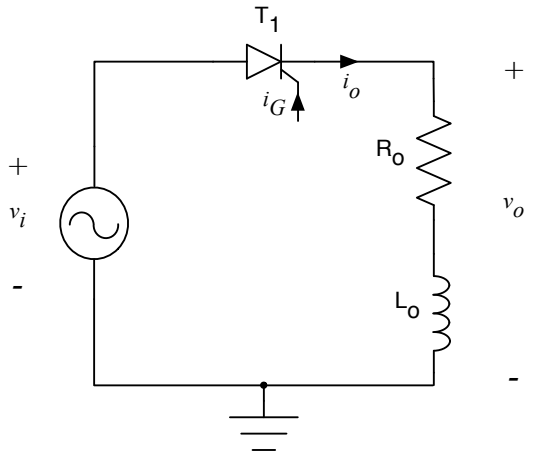


Figura 3 – Retificador monofásico controlado de meia onda com carga mista.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e em parte do semiciclo negativo, desde que se tenha corrente suficiente de gatilho (maior que a corrente de disparo do tiristor (i_{GT})). As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e corrente de gatilho são mostradas na Figura 4.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o tiristor é ideal. No entanto, este valor de pico depende do ângulo de disparo (α) do tiristor. A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é mista (resistiva e indutiva) e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa no tiristor possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Note que a corrente de gatilho é aplicada na forma de um pulso, visto que o tiristor continua em condução mesmo após se retirar o sinal no gatilho.

No semiciclo negativo da tensão de entrada não é aplicado sinal no gatilho, pois de todo modo o tiristor não entraria em condução.

Note que β pode assumir valores maiores que 180º e menores que 360º.

$$180^o \leq \beta \leq 360^o .$$

2.2.1 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços no tiristor. O fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica não serão determinadas.

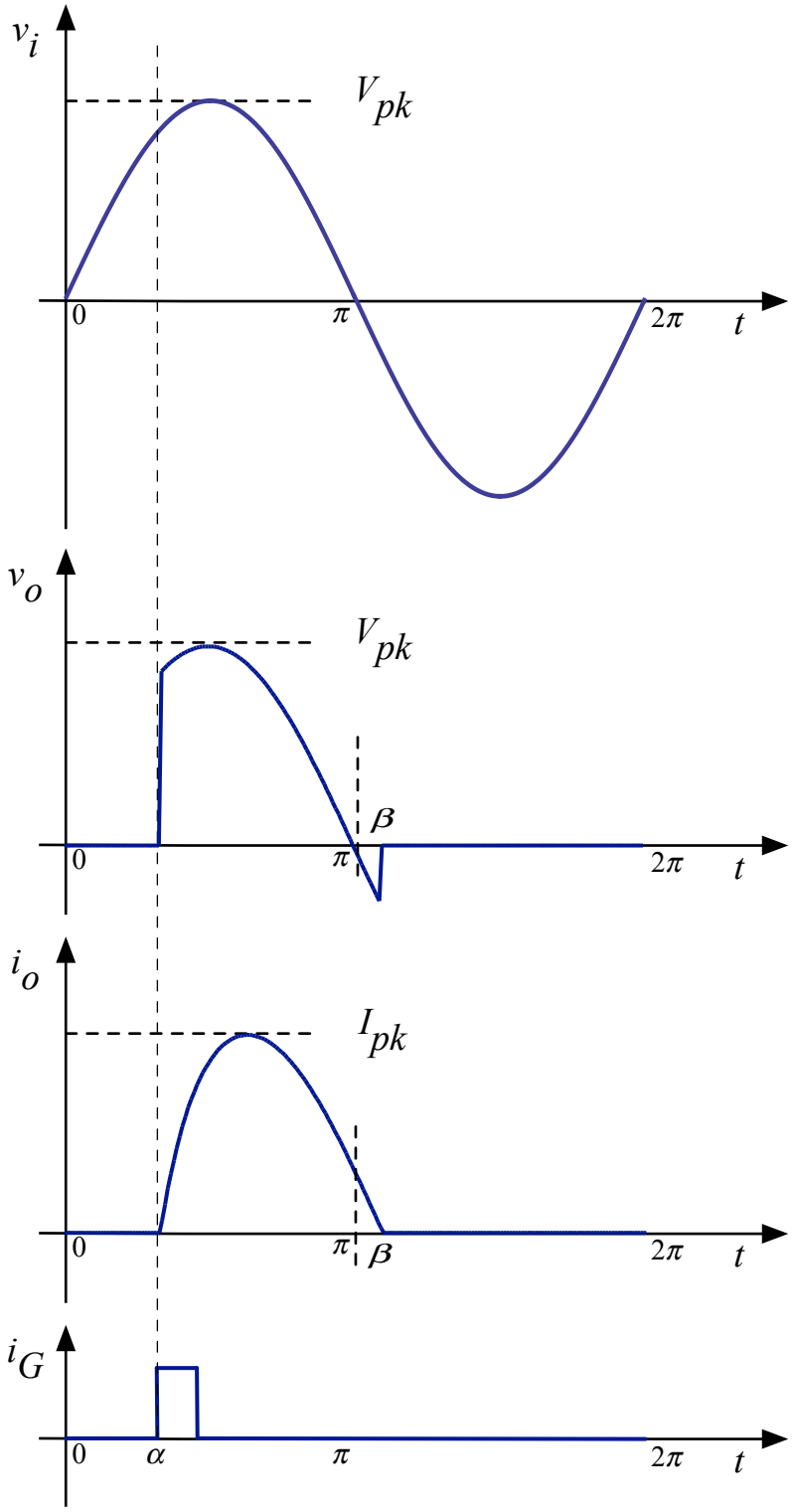


Figura 4 – Principais formas de onda do retificador monofásico controlado de meia onda com carga mista.

2.2.1.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 4 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada, desde que o ângulo de disparo do tiristor seja menor que 90º:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta)\right) = \frac{V_{pk}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta)\right).$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = 0{,}159 \cdot V_{pk} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta)\right).$$

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} \left(V_{o(pk)} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} \left(V_{pk} \cdot sen(t)\right)^2 \cdot dt};$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\beta - \alpha + \cos(\alpha) \cdot \text{sen}(\alpha) - \cos(\beta) \cdot \text{sen}(\beta)}{\pi}}.$$

2.2.1.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{V_{pk}}{Z_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

Para se determinar a corrente eficaz na carga é necessário consultar o ábaco da Figura 5. Assim, deve determinar o ângulo da carga (Φ) como:

$$\tan(\phi) = \frac{\omega \cdot L_o}{R_o},$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega \cdot L_o}{R_o}\right).$$

A partir daí, com o valor de Φ pode-se consultar o ábaco (Figura 5) e obter o valor da corrente parametrizada (I_{ef}).

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{R_o^{\,2} + \left(\omega \cdot L_o\right)^2}} \cdot I_{ef}.$$

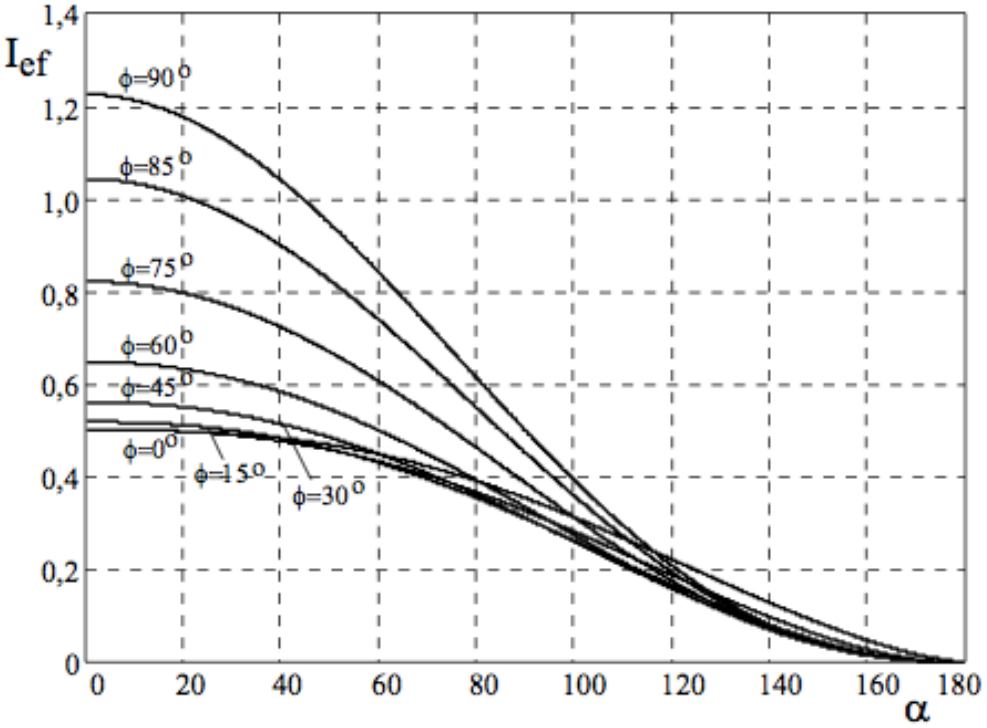


Figura 5 – Gráfico da curva que relaciona a corrente eficaz com os ângulos Φ e α.

Fonte: (Barbi, 2005).

2.2.1.3 Esforços de Corrente e Tensão no Tiristor

A tensão reversa máxima no tiristor T_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{T1(RRM)} = V_{pk}.$$

Já as correntes no tiristor são iguais às da carga:

$$I_{T1(pk)} = I_{o(pk)}.$$

$$I_{T1(med)} = I_{o(med)}.$$

$$I_{T1(ef)} = I_{o(ef)}.$$

2.3 Operação com Carga Resistiva-Indutiva e Diodo de Roda-Livre

O conversor ca-cc (retificador) monofásico controlado de meia onda com carga mista (resistiva-indutiva) e diodo de roda-livre é mostrado na Figura 6. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), o tiristor é o elemento retificador (T_1), o diodo de roda-livre é D_1 e a carga é formada pelo resistor R_o e pela indutância L_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

Este conversor tem quatro etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e sem corrente de gatilho no tiristor ($i_G=0$), o tiristor não conduz e a tensão na carga é zero;

2ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente de gatilho no tiristor ($i_G>i_{GT}$), o tiristor conduz e a tensão de entrada é aplicada na saída;

3ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, o diodo de roda-livre entra em condução, provocando o bloqueio do tiristor. O diodo conduz até o ângulo em que a corrente se anula (β);

4ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a corrente se anular (β), o tiristor e o diodo estão bloqueados e a tensão na carga é zero, independente de ter corrente no gatilho ou não.

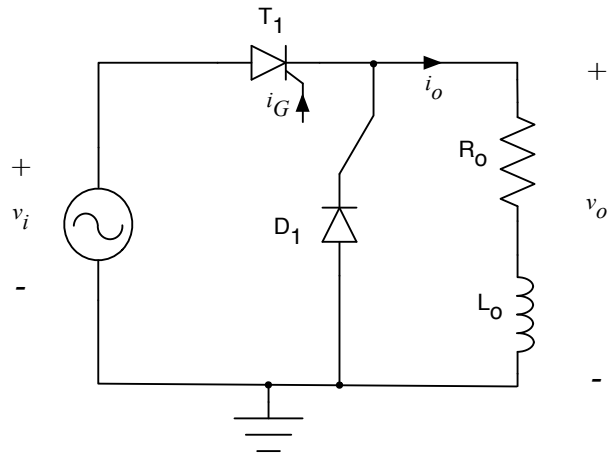


Figura 6 – Retificador monofásico controlado de meia onda com carga mista e diodo de roda-livre.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga apenas no semiciclo positivo, desde que se tenha corrente suficiente de gatilho (maior que a corrente de disparo do tiristor (i_{GT})). As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e corrente de gatilho são mostradas na Figura 7.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o tiristor é ideal. No entanto, este valor de pico depende do ângulo de

disparo (α) do tiristor. A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é mista (resistiva e indutiva) e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa no tiristor possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Note que a corrente de gatilho é aplicada na forma de um pulso, visto que o tiristor continua em condução mesmo após se retirar o sinal no gatilho.

No semiciclo negativo da tensão de entrada não é aplicado sinal no gatilho, pois de todo modo o tiristor não entraria em condução.

Note que β pode assumir valores maiores que 180º e menores que 360º.

$$180^o \leq \beta \leq 360^o .$$

2.3.1 Análise do Retificador em Estudo

A seguir será realizada a análise do retificador em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços no tiristor. O fator de potência da estrutura e sua eficiência do ponto de vista da conversão de energia elétrica não serão determinadas.

2.3.1.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) na Figura 7 está representada na pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0 ;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} .$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada, desde que o ângulo de disparo do tiristor seja menor que 90º:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} .$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt ;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right) = \frac{V_{pk}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right) .$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = 0{,}159 \cdot V_{pk} \cdot \left(1 + \cos\left(\alpha\right)\right).$$

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(V_{o(pk)} \cdot sen\left(t\right)\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(V_{pk} \cdot sen\left(t\right)\right)^2 \cdot dt}\ ;$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos\left(\alpha\right) \cdot \text{sen}\left(\alpha\right)}{\pi}} = \frac{V_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos\left(\alpha\right) \cdot \text{sen}\left(\alpha\right)}{\pi}}.$$

2.3.1.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{V_{pk}}{Z_o}.$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}.$$

A corrente eficaz é complicada para ser determinada, por isso seu cálculo será suprimido aqui.

2.3.1.3 Esforços de Corrente e Tensão no Tiristor e no Diodo

As tensões reversa máxima no tiristor T_1 e no diodo D_1 são iguais ao pico da tensão de entrada:

$$V_{T1(RRM)} = V_{D1(RRM)} = V_{pk}.$$

Já as correntes no tiristor e no diodo são obtidas em relação às da carga:

$$I_{T1(pk)} = I_{D1(pk)} = I_{o(pk)}.$$

$$I_{T1(med)} = I_{D1(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}.$$

$$I_{T1(ef)} = I_{D1(ef)} \cong \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}.$$

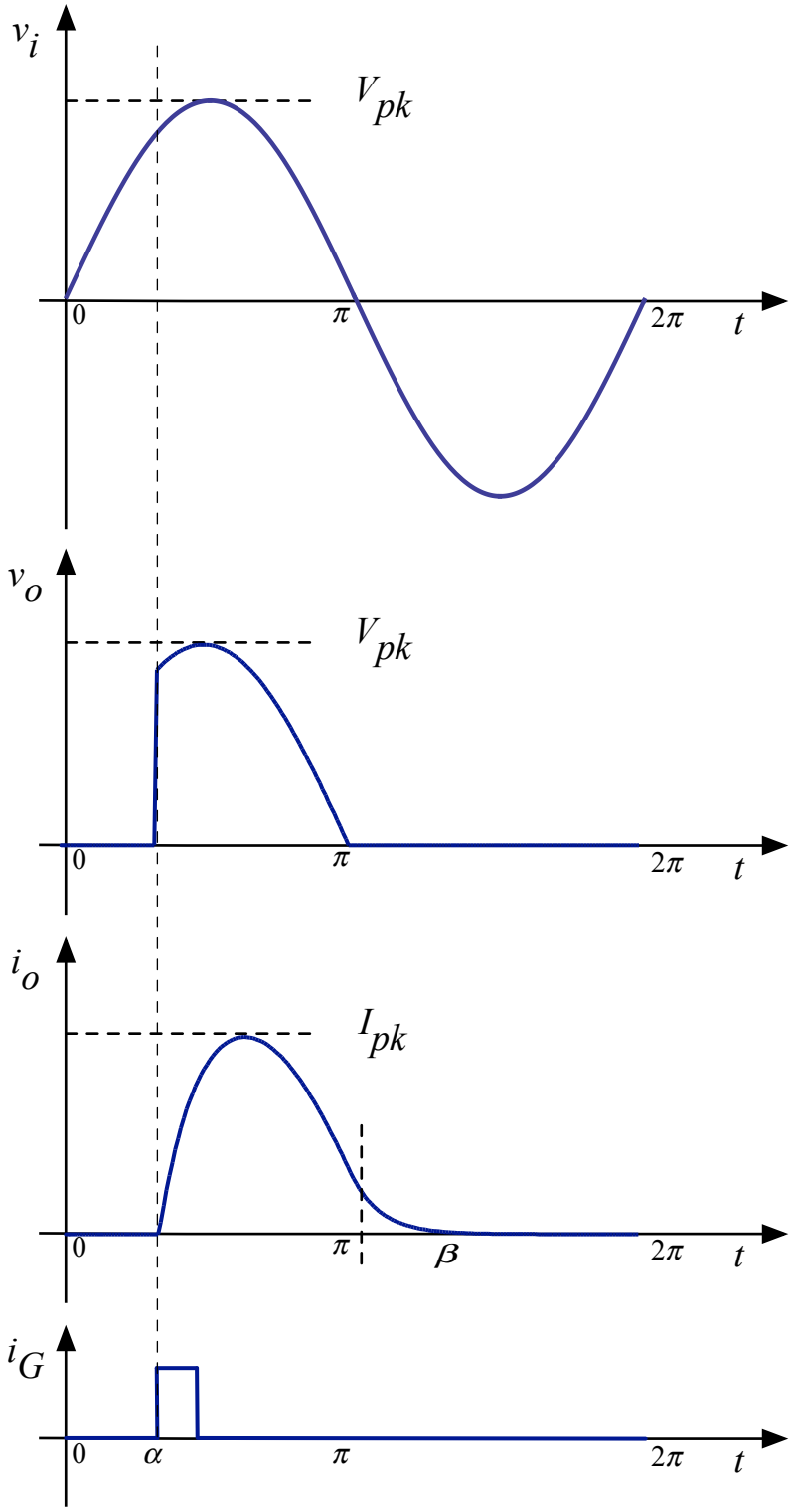


Figura 7 – Principais formas de onda do retificador monofásico controlado de meia onda com carga mista e diodo de roda-livre.

3 Retificador Monofásico Controlado de Onda Completa

3.1 Operação com Carga Resistiva

Os conversores ca-cc (retificadores) monofásicos controlados de onda completa (com ponto médio e em ponte) com carga resistiva são mostrados na Figura 8. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os tiristores são os elementos retificadores (T_1 à T_4) e a carga é o resistor R_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

Este conversor tem quatro etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e sem corrente de gatilho nos tiristores ($i_G=0$). Os tiristores não conduzem e a tensão na carga é zero;

2ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente de gatilho nos tiristores ($i_G>i_{GT}$). Os tiristores T_1 e T_4 (ou T_1 no conversor com ponto médio) conduzem e a tensão de entrada é aplicada na saída;

2ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, e sem corrente de gatilho nos tiristores ($i_G=0$). Os tiristores não conduzem e a tensão na carga é zero;

4ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, e com corrente de gatilho nos tiristores ($i_G>i_{GT}$). Os tiristores T_2 e T_3 (ou T_2 no conversor com ponto médio) conduzem e a tensão de entrada é aplicada na saída.

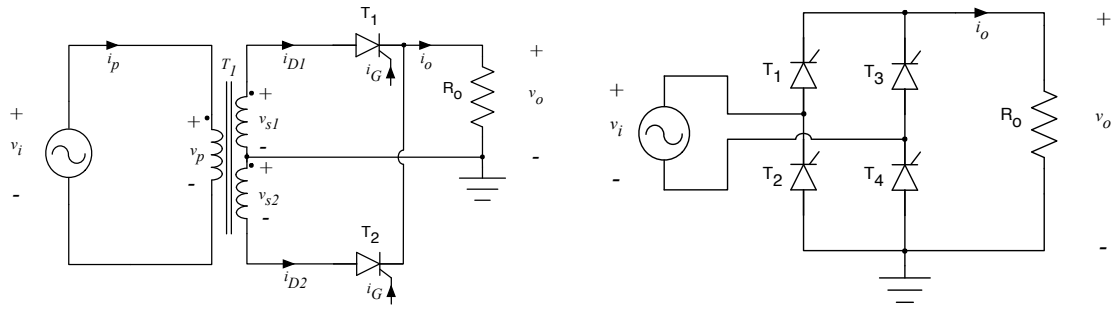


Figura 8 – Retificadores monofásicos controlados de onda completa com carga resistiva.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e no semiciclo negativo, desde que se tenha corrente suficiente de gatilho (maior que a corrente de disparo do tiristor (i_{GT})). As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e corrente de gatilho são mostradas na Figura 9.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o tiristor é ideal. No entanto, este valor de pico depende do ângulo de disparo (α) do tiristor. A corrente na carga é uma imagem da tensão, pois a carga é resistiva e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa no tiristor possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo ou negativo, quando o tiristor correspondente estiver bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Note que a corrente de gatilho é aplicada na forma de um pulso, visto que o tiristor continua em condução mesmo após se retirar o sinal no gatilho.

No semiciclo negativo da tensão de entrada é aplicado o mesmo sinal de gatilho, diga-se, com o mesmo ângulo de disparo, que no semiciclo positivo, apenas deslocado de 180º.

3.1.1 Análise dos Retificadores em Estudo

A seguir será realizada a análise dos retificadores em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços nos tiristores. O fator de potência das estruturas e suas eficiências do ponto de vista da conversão de energia elétrica não serão determinadas.

3.1.1.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 9 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada, desde que o ângulo de disparo do tiristor seja menor que 90º:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right) = \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right).$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = 0{,}318 \cdot V_{pk} \cdot \left(1 + \cos\left(\alpha\right)\right).$$

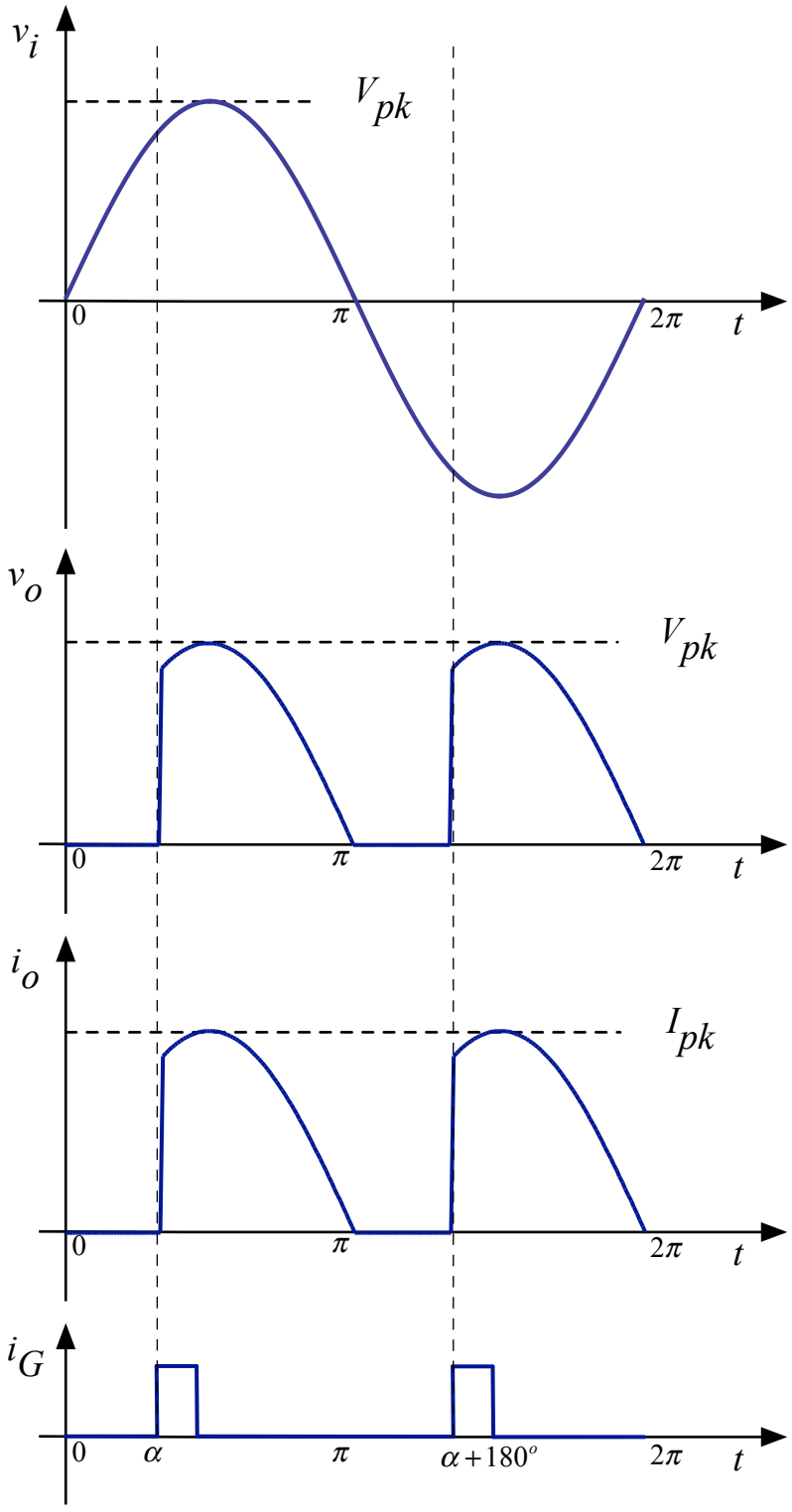


Figura 9 – Principais formas de onda dos retificadores monofásicos controlados de onda completa com carga resistiva.

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(V_{o(pk)}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(V_{pk}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt}\ ;$$

$$V_{o(ef)} = V_{o(pk)}\cdot\sqrt{\frac{\pi-\alpha+\cos(\alpha)\cdot\text{sen}(\alpha)}{2\cdot\pi}} = V_{pk}\cdot\sqrt{\frac{\pi-\alpha+\cos(\alpha)\cdot\text{sen}(\alpha)}{2\cdot\pi}}\ .$$

3.1.1.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{pk}}{R_o}\ .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}\ .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}\ .$$

3.1.1.3 Esforços de Corrente e Tensão nos Tiristores

A tensão reversa máxima nos tiristores T_1 e T_2 no retificador com ponto médio é igual ao dobro do pico da tensão de entrada:

$$V_{T1(RRM)} = V_{T2(RRM)} = 2\cdot V_{pk}\ .$$

Já para os tiristores do retificador em ponte se tem:

$$V_{T1(RRM)} = V_{T2(RRM)} = V_{T3(RRM)} = V_{T4(RRM)} = V_{pk}\ .$$

Já as correntes nos tiristores são obtidas em relação às correntes na carga:

$$I_{T1(pk)} = I_{T2(pk)} = I_{T3(pk)} = I_{T4(pk)} = I_{o(pk)}\ .$$

$$I_{T1(med)} = I_{T2(med)} = I_{T3(med)} = I_{T4(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}\ .$$

$$I_{T1(ef)} = I_{T2(ef)} = I_{T3(ef)} = I_{T4(ef)} = \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}\ .$$

3.2 Operação com Carga Resistiva-Indutiva (RL)

Os conversores ca-cc (retificadores) monofásicos controlados de onda completa (com

ponto médio e em ponte) com carga resistiva são mostrados na Figura 10. A tensão de entrada é representada pela fonte de tensão alternada (v_i), os tiristores são os elementos retificadores (T_1 à T_4) e a carga é o resistor R_o e o indutor L_o. O índice "o" significa saída em inglês (*out*). A tensão de saída é v_o.

Este conversor tem seis etapas de funcionamento, quais sejam:

1ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e sem corrente de gatilho nos tiristores ($i_G=0$). Os tiristores não conduzem e a tensão na carga é zero;

2ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente de gatilho nos tiristores ($i_G>i_{GT}$). Os tiristores T_1 e T_4 conduzem e a tensão de entrada é aplicada na saída;

3ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, e com corrente circulando pela carga, antes do instante β, os tiristores T_1 e T_4 permanecem conduzindo, visto a carga ser mista, a tensão na carga será negativa;

4ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, após a corrente da carga se anular no instante β, os tiristores T_1 e T_4 param de conduzir e a tensão na carga é nula;

5ª Etapa – Semiciclo negativo da tensão de entrada, $v_i < 0$, e com corrente de gatilho nos tiristores ($i_G>i_{GT}$). Os tiristores T_2 e T_3 conduzem e a tensão de entrada é aplicada na saída;

6ª Etapa – Semiciclo positivo da tensão de entrada, $v_i > 0$, e com corrente circulando pela carga, antes do instante β+180º, os tiristores T_2 e T_3 permanecem conduzindo, visto a carga ser mista, a tensão na carga será positiva.

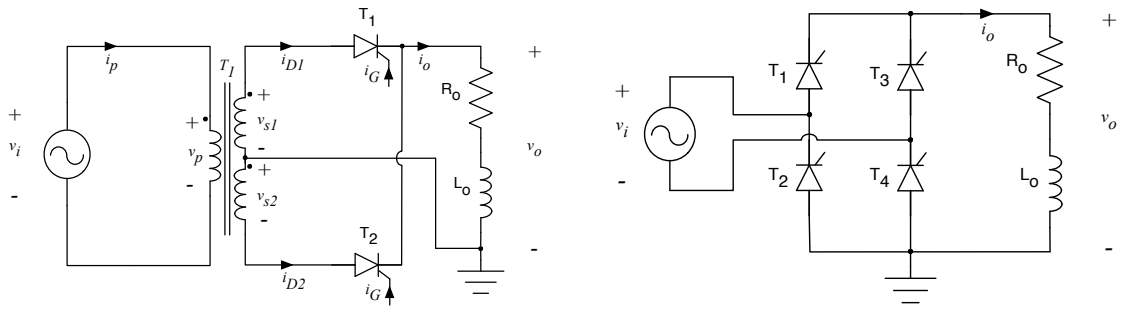


Figura 10 – Retificadores monofásicos controlados de onda completa com carga mista.

Assim, verifica-se que a tensão de entrada alimenta a carga no semiciclo positivo e no semiciclo negativo, desde que se tenha corrente suficiente de gatilho (maior que a corrente de disparo do tiristor (i_{GT})). As formas de onda da tensão de entrada, na carga, corrente na carga e corrente de gatilho são mostradas na Figura 11.

A tensão de saída apresenta o mesmo valor de pico do que a tensão de entrada, visto que está se considerando que o tiristor é ideal. No entanto, este valor de pico depende do ângulo de

disparo (α) do tiristor. A corrente na carga não é mais uma imagem da tensão, pois a carga é mista, e apresenta valor de pico dado por I_{pk}.

Por sua vez, a tensão reversa nos tiristores possui o mesmo valor de pico da tensão de entrada e aparece no semiciclo negativo, quando o mesmo está bloqueado.

Após o período de 2π radianos, as formas de onda se repetirão indefinidamente, pois a tensão alternada de entrada é periódica. A escala horizontal é tomada em radianos para facilitar a representação independente da frequência da rede.

Note que a corrente de gatilho é aplicada na forma de um pulso, visto que o tiristor continua em condução mesmo após se retirar o sinal no gatilho.

No semiciclo negativo da tensão de entrada é aplicado o mesmo sinal de gatilho, diga-se, com o mesmo ângulo de disparo, que no semiciclo positivo, apenas deslocado de 180º.

3.2.1 Análise dos Retificadores em Estudo

A seguir será realizada a análise dos retificadores em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços nos tiristores. O fator de potência das estruturas e suas eficiências do ponto de vista da conversão de energia elétrica não serão determinadas.

3.2.1.1 Tensões na Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 11 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Seus valores médio e eficaz (RMS) são:

$$V_{i(med)} = 0;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}}.$$

A tensão de pico na saída é igual a tensão de pico na entrada, desde que o ângulo de disparo do tiristor seja menor que 90º:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_{o(med)} = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} V_{o(pk)} \cdot sen(t) \cdot dt = \frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta} V_{pk} \cdot sen(t) \cdot dt;$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{o(pk)}}{\pi} \cdot \left(\cos(\alpha) + \cos(\beta)\right) = \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot \left(\cos(\alpha) + \cos(\beta)\right).$$

Alguns autores também apresentam o resultado acima como:

$$V_{o(med)} = 0{,}318 \cdot V_{pk} \cdot \left(\cos(\alpha) - \cos(\beta)\right).$$

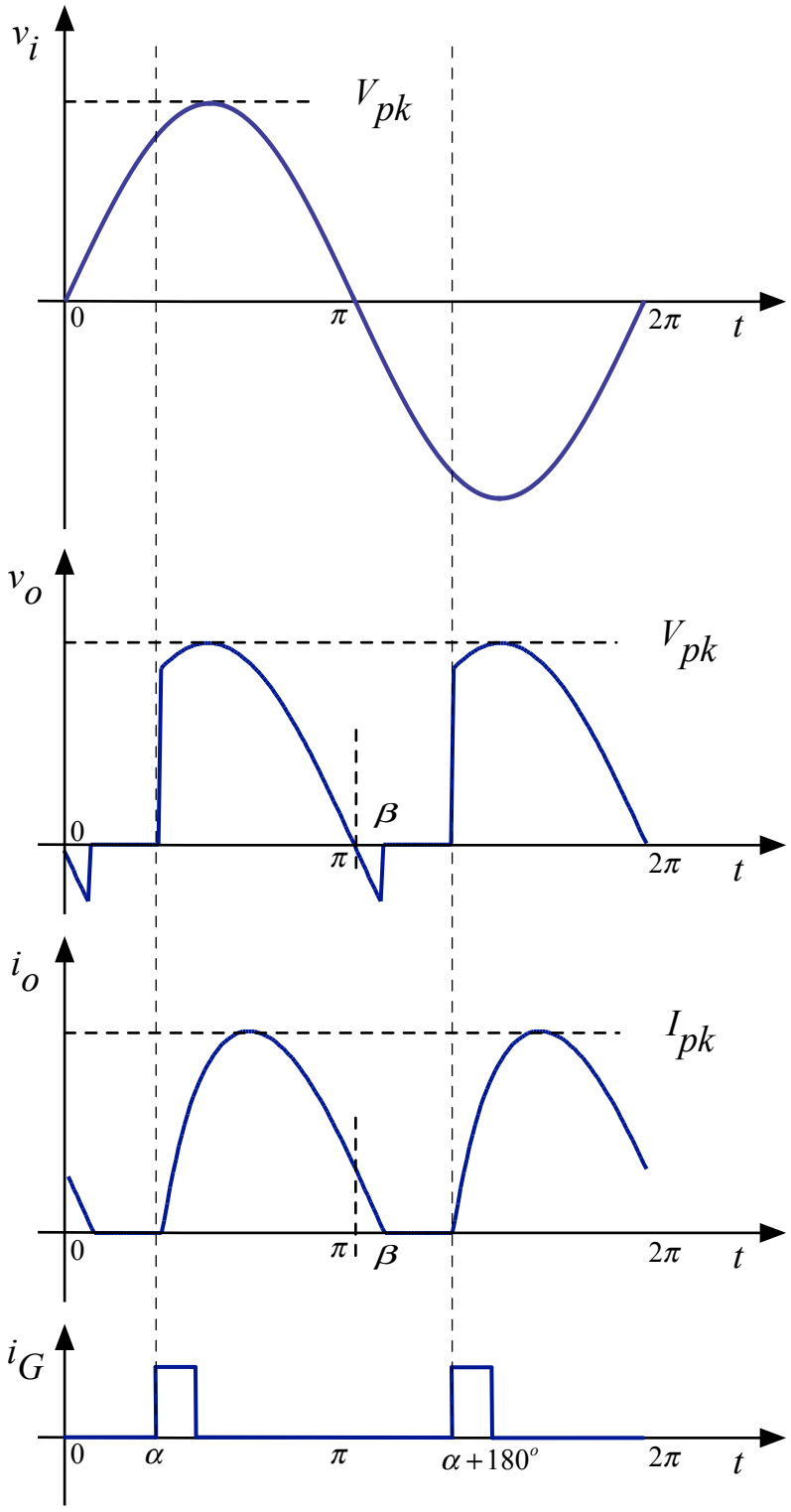


Figura 11 – Principais formas de onda dos retificadores monofásicos controlados de onda completa com carga mista.

Já a tensão eficaz na saída é determinada por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta}\left(V_{o(pk)}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\beta}\left(V_{pk}\cdot sen(t)\right)^2\cdot dt}\ ;$$

$$V_{o(ef)} = V_{pk}\cdot\sqrt{\frac{\beta-\alpha+\cos(\alpha)\cdot\text{sen}(\alpha)-\cos(\beta)\cdot\text{sen}(\beta)}{2\cdot\pi}}\ .$$

3.2.1.2 Correntes na Saída

As correntes na carga são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{Z_o} = \frac{V_{pk}}{Z_o}\ .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o}\ .$$

A corrente eficaz é complicada para ser calculada e sua obtenção não será apresentada aqui.

3.2.1.3 Esforços de Corrente e Tensão nos Tiristores

A tensão reversa máxima nos tiristores T_1 e T_2 no retificador com ponto médio é igual ao dobro do pico da tensão de entrada:

$$V_{T1(RRM)} = V_{T2(RRM)} = 2\cdot V_{pk}\ .$$

Já para os tiristores do retificador em ponte se tem:

$$V_{T1(RRM)} = V_{T2(RRM)} = V_{T3(RRM)} = V_{T4(RRM)} = V_{pk}\ .$$

Já as correntes nos tiristores são obtidas em relação às correntes na carga:

$$I_{T1(pk)} = I_{T2(pk)} = I_{T3(pk)} = I_{T4(pk)} = I_{o(pk)}\ .$$

$$I_{T1(med)} = I_{T2(med)} = I_{T3(med)} = I_{T4(med)} = \frac{I_{o(med)}}{2}\ .$$

$$I_{T1(ef)} = I_{T2(ef)} = I_{T3(ef)} = I_{T4(ef)} = \frac{I_{o(ef)}}{\sqrt{2}}\ .$$

3.3 Outras Estruturas em Ponte Completa

Existem conversores ca-cc controlados em ponte completa com estrutura mista, ou seja,

utilizando tiristores e diodos. Estas estruturas estão mostradas na Figura 12. O funcionamento destas estruturas com carga resistiva resulta em tensões e correntes semelhantes aquelas obtidas para o conversor ponte completa com quatro tiristores.

Por sua vez, seu funcionamento com carga mista implica em alterações importantes em seu funcionamento, que não serão apresentadas aqui para não tornar este capítulo por demasiado longo.

A vantagem das estruturas mistas é que o número de tiristores (componentes controlados) é menor do que na ponte completa convencional.

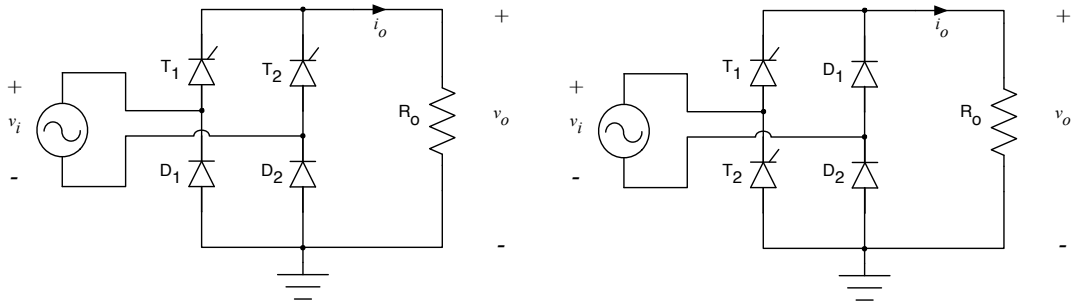


Figura 12 – Retificadores monofásicos controlados de onda completa em ponte completa mista.

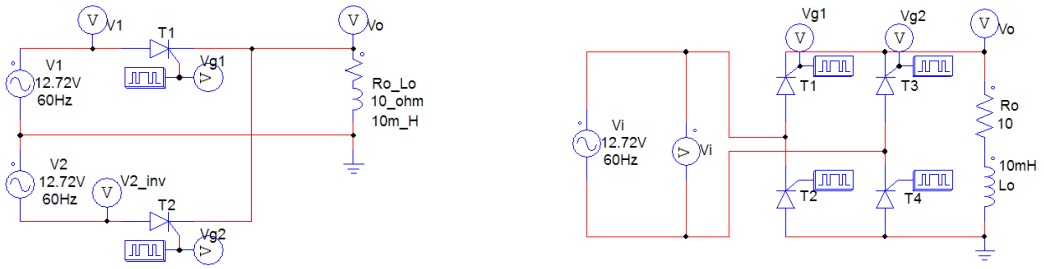
4 Simulação dos Retificadores em Estudo

Os retificadores monofásicos controlados com carga mista (resistiva-indutiva) serão simulados utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

4.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

Os circuitos simulados no Psim estão mostrados na Figura 13. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de diodo semicondutor. A fonte é para 9 V (eficazes), o que equivale a 12,72 V de pico e frequência de 60 Hz. Os diodos são ideais. A carga é mista com uma resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs).

As formas de onda da tensão de entrada e na saída e da corrente no circuito são mostradas na Figura 14 para o retificador com ponto médio e na Figura 15 para o retificador em ponte completa. Note que o formato das mesmas condiz com o esperado pela análise do circuito. Nas Tabela 1 e Tabela 2 apresentam-se os principais valores do circuito, calculados e simulados.



Com ponto médio Com ponte completa

Figura 13 – Circuitos simulados no Psim.

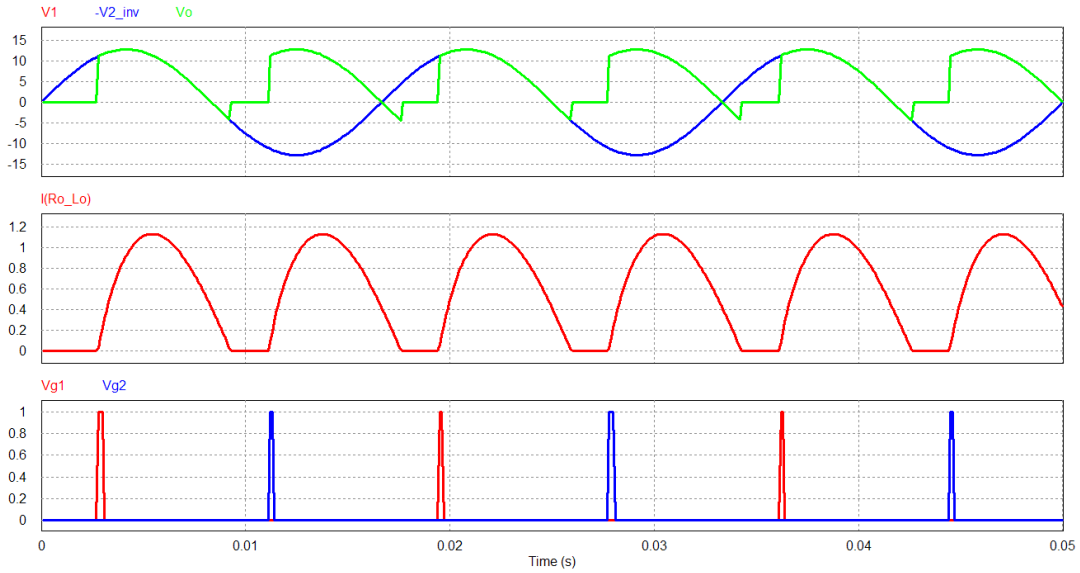


Figura 14 – Principais formas de onda do retificador com ponto médio com um ângulo de disparo de 60º.

Tabela 1 – Resultados para o retificador controlado de onda completa com ponto médio.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	6,08 V	5,85 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,19 A	1,13 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,608 A	0,585 A

Tabela 2 – Resultados para o retificador de onda completa em ponte.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	6,08 V	8,11 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,19 A	1,13 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,608 A	0,585A

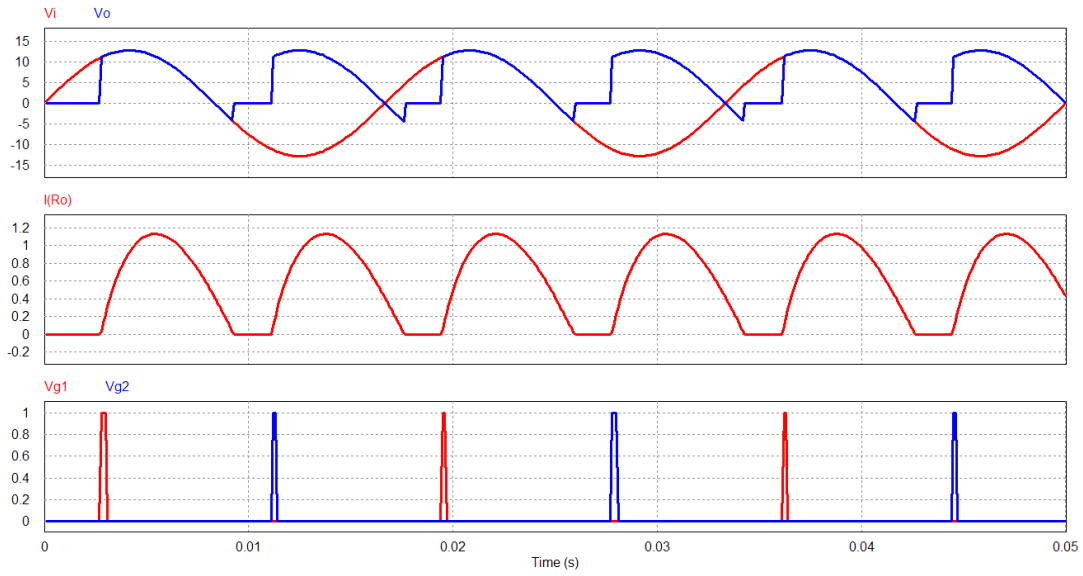


Figura 15 – Principais formas de onda do retificador em ponte completa com um ângulo de disparo de 60º.

4.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 16. Note que os componentes são reais, ou seja, o diodo possui um modelo específico para o circuito, que é o 1N4001. A fonte é para 9 V (eficazes) e frequência de 60 Hz. A carga é resistiva e tem uma resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 µs).

As formas de onda das tensões no circuito são mostradas na Figura 17. Note que agora se percebe claramente a queda de tensão apresentada pelos diodos, que faz com que a tensão de saída seja menor. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 3. Perceba que a potência diminuiu na carga, visto a tensão média ter diminuido.

Na Tabela 3, os valores calculados são para o circuito ideal, ou seja, não se levou em conta a queda de tensão no diodo. Isso foi feito para se ter uma comparação entre os valores do circuito ideal e os valores do circuito real. Nota-se que todas as amplitudes diminuiram, pois cada diodo provoca uma queda de tensão direta da ordem de 1 V.

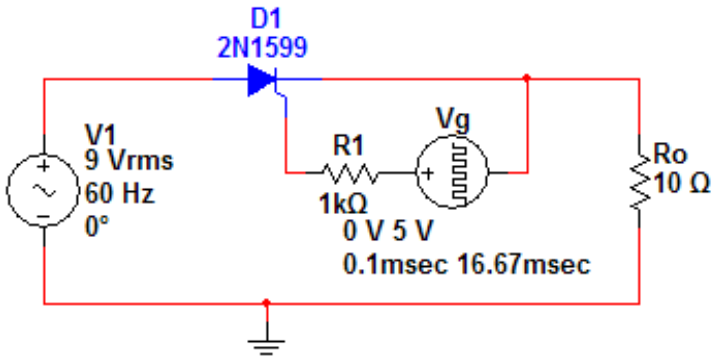


Figura 16 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 3 – Resultados para o retificador controlado de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	12,73 V	12,72 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	3,04 V	2,68 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	1,19 A	1,16 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,304 A	0,268A

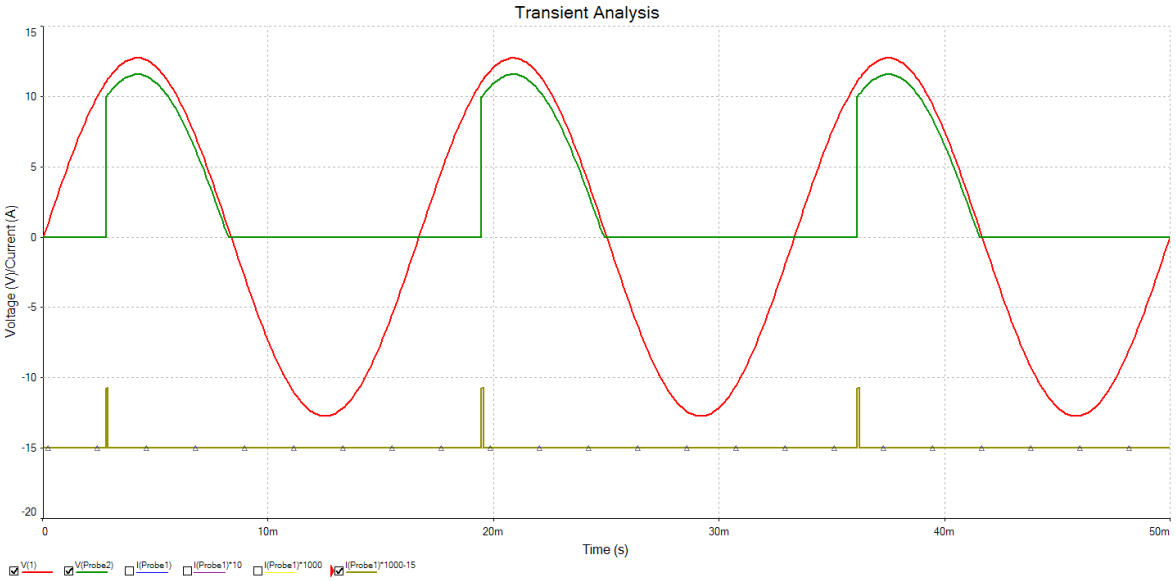


Figura 17 – Formas de onda da tensão de entrada e saída do retificador controlado de meia onda.

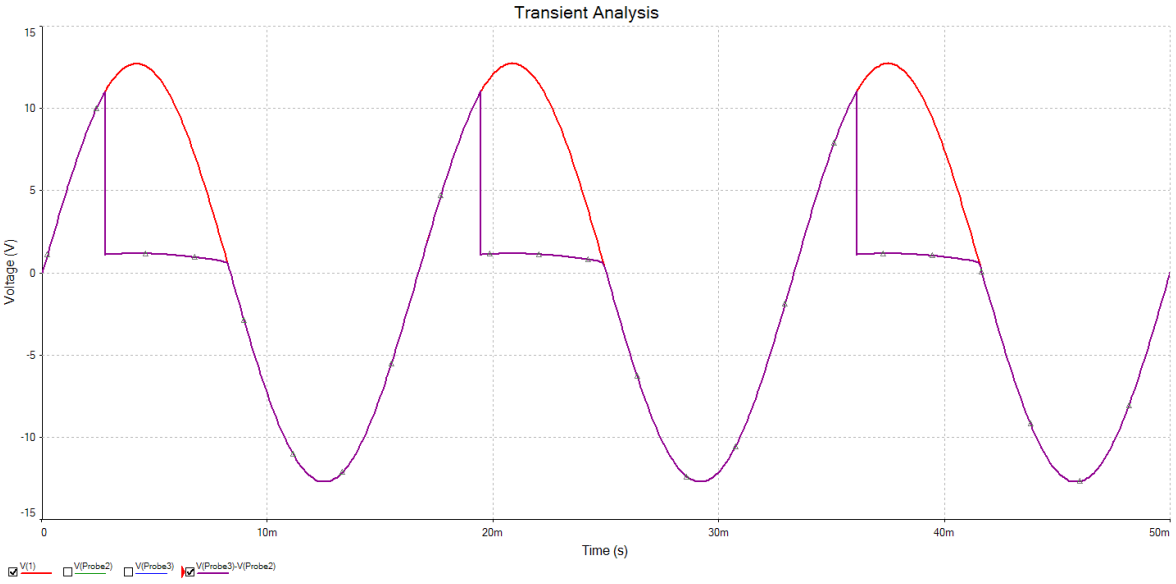


Figura 18 – Forma de onda da tensão sobre o tiristor.

A tensão sobre o tiristor T_1 é mostrada na Figura 18. Nota-se que aparece parte do semiciclo positivo sobre o tiristor, pois o mesmo não estava conduzindo até aproximadamente 60º. Observa-se também que durante todo o semiciclo negativo da tensão de entrada o tiristor fica submetido à tensão reversa, devendo suportar a amplitude máxima (pico) desta tensão.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 19 e que a fonte de alimentação seja de 12 V (eficazes), o tiristor é ideal sendo disparado em 90º e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

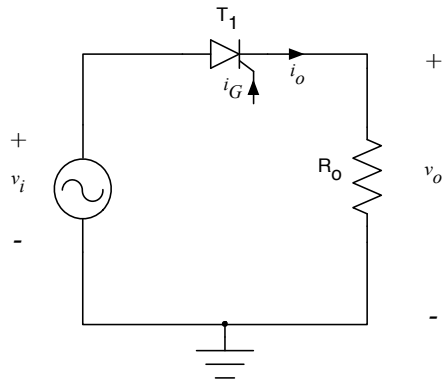


Figura 19 – Circuito para exercício resolvido 01.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16{,}97V \, .$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{pk}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos\left(\alpha\right)\right) = \frac{16{,}97}{2 \cdot \pi} \cdot \left(1 + \cos\left(90\right)\right) = 2{,}7V \, .$$

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{pk}}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos\left(\alpha\right) \cdot \text{sen}\left(\alpha\right)}{\pi}} = \frac{16{,}97}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \frac{\pi}{2} + \cos\left(90^o\right) \cdot \text{sen}\left(90^o\right)}{\pi}} = 6{,}0V \, .$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{16{,}97}{5} = 3{,}39\,A \, .$$

$$I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{2{,}7}{5} = 0{,}54\,A \, .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{\alpha}{4 \cdot \pi} + \frac{\text{sen}\left(2 \cdot \alpha\right)}{8 \cdot \pi}} = \frac{16{,}97}{5} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{\frac{\pi}{2}}{4 \cdot \pi} + \frac{\text{sen}\left(2 \cdot 90^o\right)}{8 \cdot \pi}} = 1{,}2\,A \, .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 1{,}2^2 = 7{,}2W .$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 20 e que a fonte de alimentação seja de 16 V (eficazes), os tiristores são ideais com ângulo de condução de 45º e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

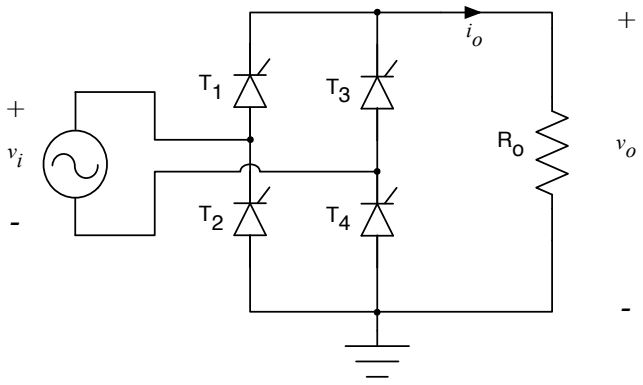


Figura 20 – Circuito para exercício resolvido 02.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 16 = 22{,}63V .$$

$$V_{o(med)} = \frac{V_{pk}}{\pi} \cdot \left(1 + \cos(\alpha)\right) = \frac{22{,}63}{\pi} \cdot \left(1 + \cos(45)\right) = 12{,}3V .$$

$$V_{o(ef)} = V_{pk} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \cos(\alpha) \cdot \text{sen}(\alpha)}{2 \cdot \pi}} = 22{,}63 \cdot \sqrt{\frac{\pi - \frac{\pi}{4} + \cos(45^o) \cdot \text{sen}(45^o)}{2 \cdot \pi}} = 15{,}26V .$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{22{,}63}{5} = 4{,}53A . \qquad I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{12{,}3}{5} = 2{,}46A .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{15{,}26}{5} = 3{,}05A .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}{}^2 = 5 \cdot 3{,}05^2 = 46{,}51W .$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 19 e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o tiristor é ideal e será acionado com ângulo de 30º e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 50 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no tiristor;
- A perda no tiristor.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 21 operando com diodo de roda-livre e que a fonte de alimentação seja de 15 V (eficazes), o tiristor e o diodo são ideais, o tiristor será acionado com ângulo de 30º e a carga tem resistência de 5 Ω e indutância de 50 mH, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão reversa no tiristor e no diodo.

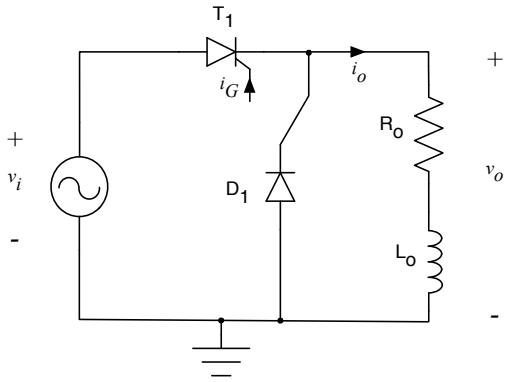


Figura 21 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-cc (retificadores) controlados.

Em síntese, objetiva-se:

- Simular retificadores monofásicos controlados;
- Analisar retificadores monofásicos controlados;
- Entender o funcionamento dos circuitos retificadores;
- Comparar os resultados de simulação com os valores calculados.

6.2 Retificador de Meia Onda com Carga Resistiva

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 22. A tensão da fonte de alimentação (v_i) será de 21,1 V de pico. O resistor de carga (R_o) será de 10 Ω. O tiristor é ideal.

Anote os valores simulados e calculados na Tabela 4.

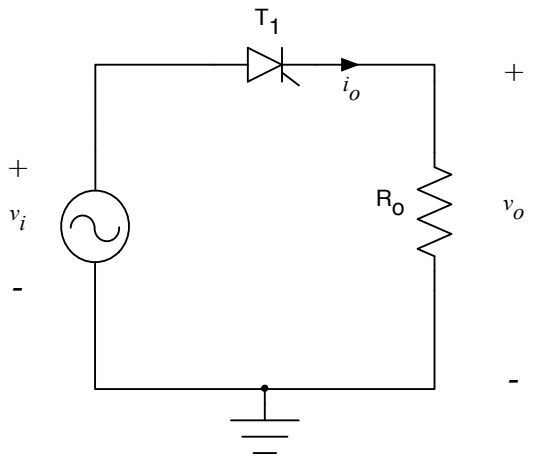


Figura 22 – Circuito do retificador de onda completa em ponte.

Tabela 4 – Resultados para o retificador controlado de meia onda.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga		
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga		
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga		
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga		
P_o	Potência média na carga		

6.3 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda da tensão de entrada e de saída do retificador.
2) Os resultados obtidos na simulação condizem com os valores calculados?
3) Qual a diferença na tensão de saída em relação a um retificador de meia onda com diodo?
4) Determine o valor eficaz da tensão de saída.
5) Determine o valor eficaz da corrente de saída.

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

11

Capítulo

Conversores CC-CC

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento dos conversores cc-cc.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc;
- Entender os conceitos básicos envolvidos com conversores cc-cc;
- Simular conversores cc-cc;
- Implementar conversores cc-cc básicos.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes aos conversores ca-cc.

Continuidade

O curso continuará com o estudo do conversor cc-cc Buck.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os componentes semicondutores, cálculo térmico e os conversores ca-cc, também chamados de retificadores.

Agora inicia-se o estudo dos conversores de corrente contínua para corrente contínua, os conversores cc-cc. As aplicações dos conversores cc-cc são as mais diversas, podendo-se citar algumas:

- Fontes de alimentação;
- Acionamentos de motores de corrente contínua;
- Sistemas HVDC;
- Fontes de uso geral e ininterruptas;
- Interfaceamento de sistemas de energia fotovoltaica com a rede de energia elétrica;
- Reatores eletrônicos e todos os outros circuitos que utilizam processamento indireto de energia;
- Equipamentos aplicados às energias alternativas;
- Carregadores de baterias.

Na Figura 1 mostram-se os quatro (4) grupos de conversores, onde nota-se a presença dos conversores cc-cc, responsável por converter uma tensão contínua de determinado valor para outra tensão contínua de diferente valor. Exemplos de conversores cc-cc comerciais são mostrados nas Figura 2, Figura 3 e Figura 4.

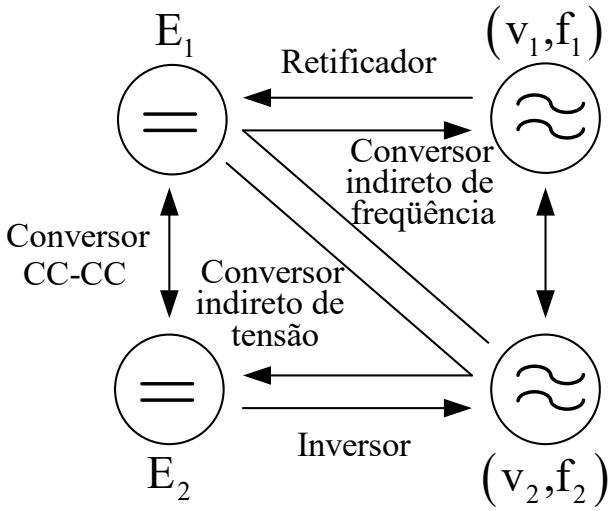


Figura 1 – Conversores estudados na eletrônica de potência.

Fonte: (Barbi, 2005).

Existem inúmeros conversores cc-cc, que podem ser isolados ou não, abaixadores ou elevadores de tensão, o que torna impossível o estudo de todos eles. Assim, os principais conversores serão estudados, visando que o aluno tenha contato com os princípios de funcionamento dos mesmos e as tecnologias envolvidas para a sua construção.

Inicialmente serão estudados os princípios envolvendo os conversores cc-cc, como por exemplo a modulação dos mesmos. Nas aulas seguintes serão estudados os conversores abaixadores (Buck), elevadores (Boost) e abaixadores-elevadores (Buck-Boost). Posteriormente serão estudados também os conversores isolados, o projeto dos elementos magnéticos empregados nestes conversores, sua operação em malha fechada, dentre outros assuntos relacionados a este tema.

Assim, neste capítulo serão apresentados os conversores cc-cc simples, para se estudar o seu funcionamento sem filtro, ou seja, sem o emprego de componentes passivos (indutores e capacitores) no estágio de potência, mas apenas semicondutores. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

Figura 2 – Exemplo de conversor cc-cc comercial.

Fonte: www.kemo-electronic.de. Acesso em: 29/08/2014.

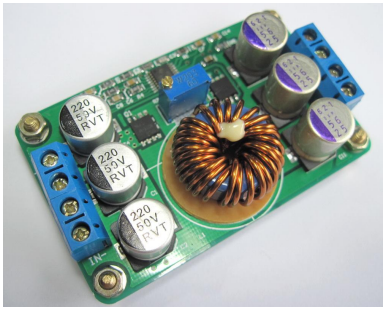


Figura 3 – Exemplo de conversor cc-cc comercial.

Fonte: www.xscyz.com. Acesso em: 29/08/2014.

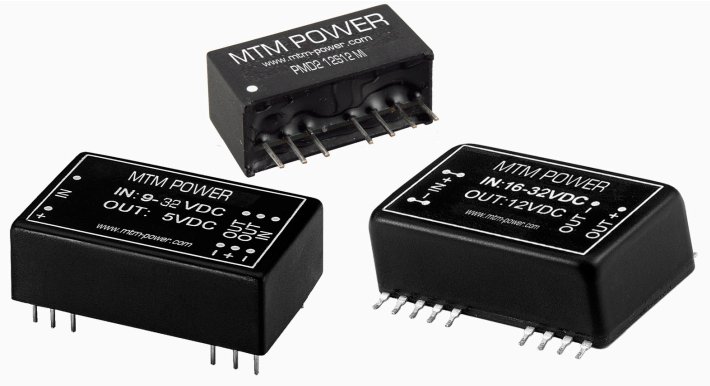


Figura 4 – Exemplos de conversores cc-cc comerciais.

Fonte: www.directindustry.com. Acesso em: 29/08/2014.

2 Conversão CC-CC

2.1 O Problema

O circuito da Figura 5 apresenta um problema típico da eletrônica de potência, onde se deseja reduzir uma tensão contínua de 100 V para 50 V, conforme a necessidade de determinada carga. A carga é formada por um resistor de 5 Ω, resultando em uma corrente de 10 A.

Basicamente se tem duas opções para realizar a conversão necessária na Figura 5. A primeira emprega conversores lineares, enquanto a segunda utilizará conversores chaveados (comutados).

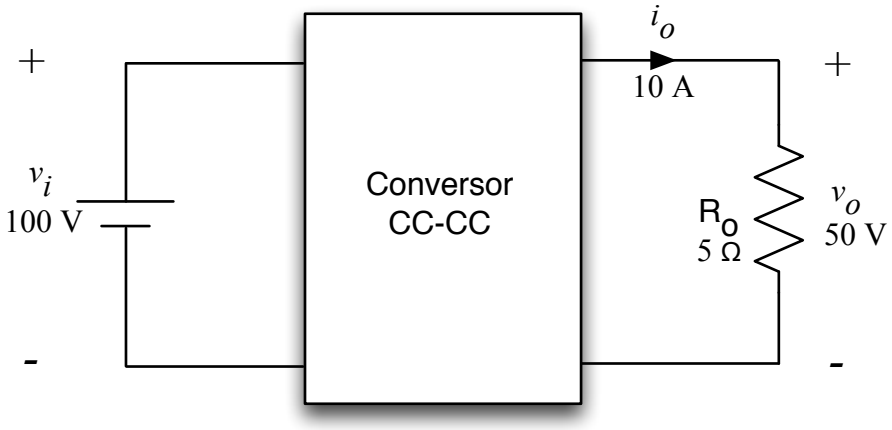


Figura 5 – Aplicação típica de um conversor cc-cc.

Fonte: Adaptado de (Erickson, 1997).

2.2 Conversores CC-CC Lineares

O circuito da Figura 6 apresenta uma solução simples para o problema apresentado, na qual se utiliza um resistor para provocar uma queda de tensão de 50 V. É importante destacar que a potência nos elementos do circuito será:

$$P_{out} = v_o \cdot i_o = 50 \cdot 10 = 500W ;$$

$$P_{Rserie} = P_{loss} = v_{Rserie} \cdot i_o = 50 \cdot 10 = 500W ;$$

$$P_{in} = v_i \cdot i_i = 100 \cdot 10 = 1000W = P_{out} + P_{loss} .$$

Pode-se verificar que a energia dissipada no resistor série é equivalente em valor a da carga, resultando em um rendimento baixo para a estrutura proposta. Por estes motivos, esta solução não é adequada para circuitos de potência.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{500}{1000} = 0{,}5 = 50\% .$$

Na mesma linha da solução anterior, o circuito mostrado na Figura 7 emprega um transistor operando na região linear, ou seja, ativa. Neste caso, o transistor substituiu o resistor do circuito da Figura 6, mas operando segundo o mesmo princípio, ou seja, provocando uma queda de tensão entre a fonte e a carga. Neste caso as perdas serão as mesmas do circuito anterior, resultando em rendimento de 50%. Vale ressaltar que esta perda irá ocorrer independente da qualidade do transistor, pois depende da queda de tensão provocada (v_{CE}) e da corrente do circuito (i_o).

As perdas no transistor são altas, levando ao emprego de dissipador de calor, como pode ser observado na Figura 8, onde mostra-se uma fonte linear comercial. Além disso, nota-se na Figura 8 o grande volume do transformador, o que ocorre porque o mesmo opera em baixa frequência (50 ou 60 Hz).

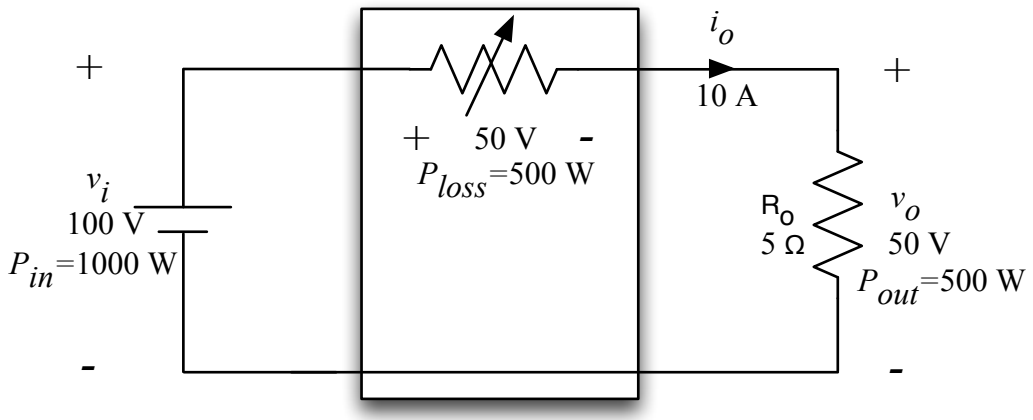


Figura 6 – Solução do problema empregando resistores.

Fonte: Adaptado de (Erickson, 1997).

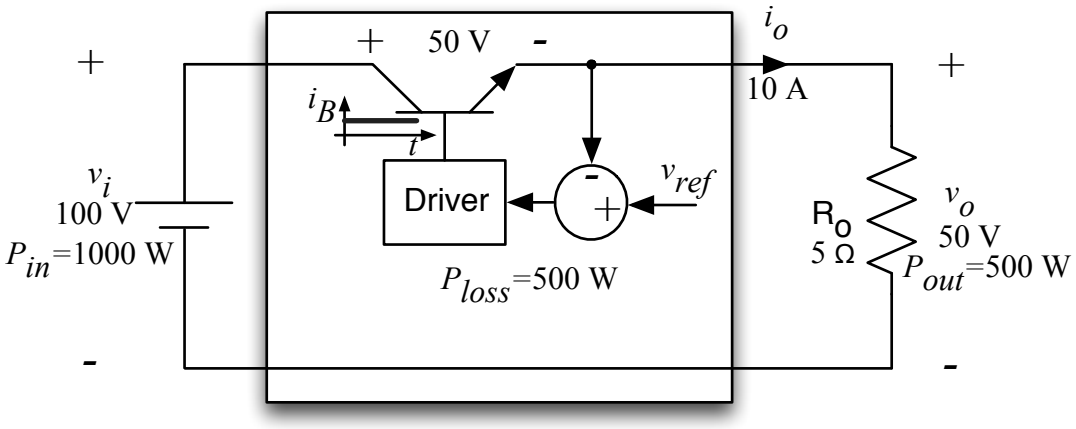


Figura 7 – Solução do problema empregando conversores cc-cc linear.

Fonte: Adaptado de (Erickson, 1997).

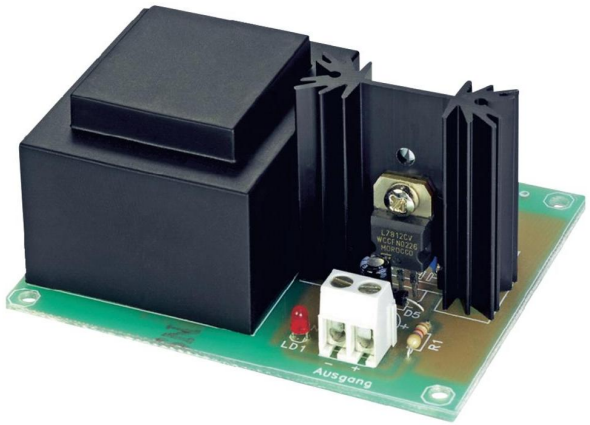


Figura 8 – Exemplo de fonte linear comercial.

Fonte: www.conrad.com. Acesso em: 29/08/2014.

2.3 Conversores CC-CC Chaveados

O circuito da Figura 9 apresenta uma solução diferente, mas ainda empregando um transistor. Neste caso, o transistor opera como chave, ou seja, na região e corte e saturação. Deste modo, o transistor estará conduzindo ou não, recebendo então em sua base uma corrente pulsada, como pode ser observado na figura.

Idealmente as perdas no transistor serão nulas, fazendo com que o rendimento do circuito seja de 100%. Na prática se terá perdas de condução, quando o transistor estiver conduzindo, e perdas de comutação, toda vez que o transistor entrar em condução ou bloquear. No entanto, estas perdas podem ser reduzidas escolhendo-se componentes com boa qualidade, e/ou empregando circuitos específicos para redução de perdas, por exemplo, conversores ressonantes.

A Figura 10 apresenta uma imagem de uma fonte chaveada comercial. Pode-se observar

que a complexidade do circuito é maior, quando comparada com a fonte linear convencional. Por outro lado, o volume dos elementos magnéticos (transformadores e indutores) é menor, pois estes operam em altas frequências (da ordem de kHz).

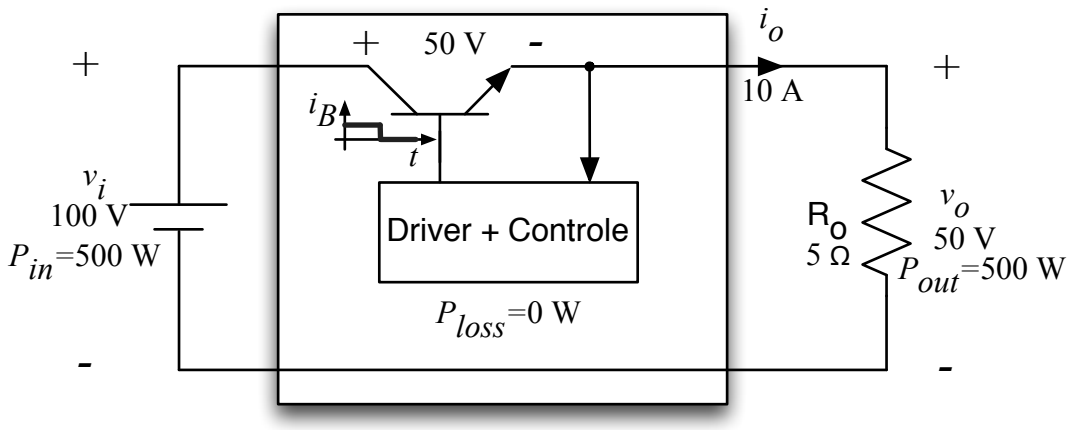


Figura 9 – Solução do problema empregando conversores cc-cc chaveado.

Fonte: Adaptado de (Erickson, 1997).

Figura 10 – Exemplo de fonte chaveada comercial.

Fonte: (www.directindustry.com).

3 Princípio de Funcionamento dos Conversores CC-CC

3.1 Conversor CC-CC Básico

O circuito da Figura 11 apresenta um conversor cc-cc simples (básico), formado por uma chave (S_1), alimentado por uma fonte de tensão contínua (v_i). Em sua saída tem-se a conexão de uma carga resistiva (R_o), visando facilitar a análise do circuito. A chave é ideal, podendo ser construída com transistores bipolares de junção, MOSFETs e IGBTs, por exemplo.

As formas de onda resultantes da operação do circuito são mostradas na Figura 12. As etapas de operação deste circuito são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão de saída será igual a tensão da fonte. A corrente no circuito será determinada pela carga;

2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*). A tensão e a corrente de saída serão nulas.

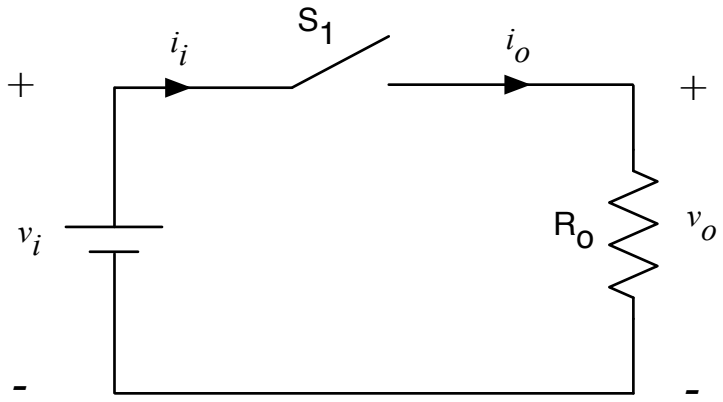


Figura 11 – Circuito de um conversor cc-cc simples.

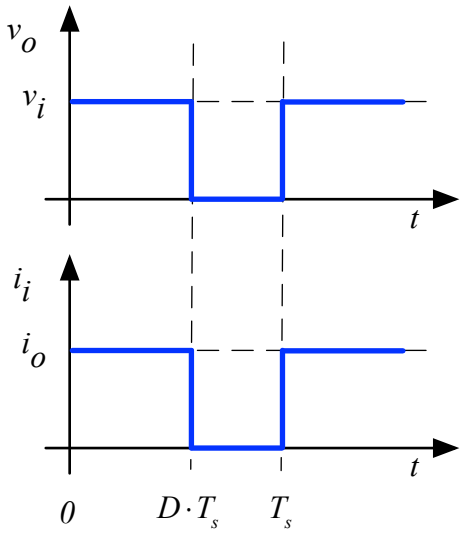


Figura 12 – Formas de onda do conversor cc-cc simples.

3.1.1 Análise do Conversor CC-CC Básico

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente no circuito e os esforços na chave.

3.1.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 12 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com

comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_{o(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt = \frac{1}{T_s} \cdot \left(V_i \cdot D \cdot T_s\right)$$

$$V_o = D \cdot V_i.$$

A tensão eficaz na saída é obtida por:

$$V_{o(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left(v_i\right)^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(V_i^2 \cdot D \cdot T_s\right)};$$

$$V_{o(ef)} = V_i \cdot \sqrt{D}.$$

3.1.1.2 Ganho Estático do Conversor

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc básico se tem:

$$D = \frac{V_o}{V_i}.$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 13. Nota-se pela Figura 13 que o comportamento do ganho estático do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios. Este é o comportamento do circuito do ponto de vista de seu funcionamento em regime permanente. Para fins de comportamento transitório, ou seja, durante variações na tensão de entrada, na carga ou na razão cíclica, e visando o controle do circuito em malha fechada, deverá ser obtida a relação entre a tensão de saída e as variáveis de interesse fazendo a modelagem da planta, como determinam as técnicas de controle.

É importante destacar, observando-se a Figura 13 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será menor do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D).

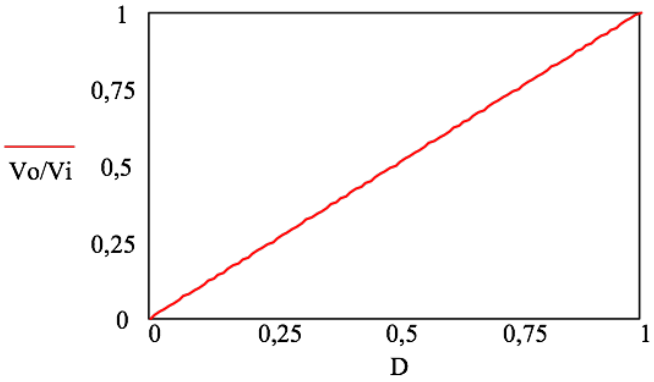


Figura 13 – Ganho estático do conversor cc-cc simples.

3.1.1.3 Correntes no Circuito

As correntes na carga e demais elementos do circuito são obtidas diretamente a partir das tensões na carga:

$$I_{o(pk)} = I_{S_1(pk)} = I_{i(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{V_{i(pk)}}{R_o} = \frac{V_i}{R_o}.$$

$$I_o = I_{o(med)} = I_{S_1(med)} = I_{i(med)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}.$$

De outro modo, a relação entre a corrente média na carga e na fonte pode ser obtida observando-se a Figura 12, resultando em:

$$I_i = I_{i(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s} i_o \cdot dt = \frac{1}{T_s}\cdot\left(I_o \cdot D \cdot T_s\right)$$

$$I_i = D \cdot I_o .$$

Note que a relação entre as correntes de entrada e saída é equivalente à relação entre as tensões de saída e entrada. Isso ocorre para que a potência de saída e entrada sejam iguais, visto o circuito ser ideal, ou seja, não ter perdas. Em outras palavras se afirma que o lado que possui maior tensão terá menor corrente, e vice-versa.

3.1.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} .$$

3.1.1.5 Esforços de Corrente e Tensão na Chave

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{S1} = V_{i(pk)} = V_i .$$

Já as correntes na chave são iguais às da carga:

$$I_{S_1(pk)} = I_{o(pk)} .$$

$$I_{S_1(med)} = I_{o(med)} = I_o .$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{o(ef)} .$$

3.2 Modulação PWM e PFM

A tensão de saída do circuito da Figura 11 pode ser alterada modificando-se a razão cíclica (D) do conversor. No entanto, como a razão cíclica depende do tempo de condução (T_{on}) e da frequência de comutação (F_s) da chave, importa dizer que alterando-se qualquer uma destas variáveis se obterá a alteração na tensão de saída.

Assim, são possíveis dois tipos de modulação para os conversores cc-cc, a saber:

- PWM – Modulação por largura de pulsos (*pulse width modulation*): a frequência de operação é fixa e varia-se o tempo de condução (T_{on}) da chave. Ao se aumentar o tempo de condução (T_{on}), o tempo de bloqueio (T_{off}) irá diminuir proporcionalmente, e vice-versa;
- PFM – Modulação por frequência variável (*Pulse Frequency Modulation*): a frequência de operação é variável, mantendo-se fixo o tempo de condução (T_{on}) ou o tempo de bloqueio (T_{off}) da chave. Ao se alterar a frequência de comutação, altera-se o período de comutação e se um dos tempos (de condução ou bloqueio) for mantido constante, então o outro tempo será alterado.

Na Figura 14 mostram-se as formas de onda para duas situações distintas de razão cíclica e operação com modulação por largura de pulsos. Note que na figura da esquerda o tempo de condução é bem maior do que o tempo de bloqueio, ou seja, a razão cíclica é mais próxima de 100%. Já na figura do lado direito, a razão cíclica é pequena, resultando em um tempo de bloqueio da chave maior do que de condução. Pode-se concluir que a tensão de saída na figura da esquerda será maior do que a tensão de saída da figura da direita.

Por sua vez, a Figura 15 apresenta as formas de onda para operação com frequência variável. Na figura da esquerda tem-se uma frequência de comutação mais baixa (período (T_s)) maior, resultando em um tempo de bloqueio maior do que de condução. Já na figura da direita, a frequência de comutação foi aumentada, reduzindo o período de comutação e o tempo de bloqueio, pois o tempo de condução foi mantido fixo. Esta alteração resultou em uma tensão média maior na figura da direita em relação à figura da esquerda.

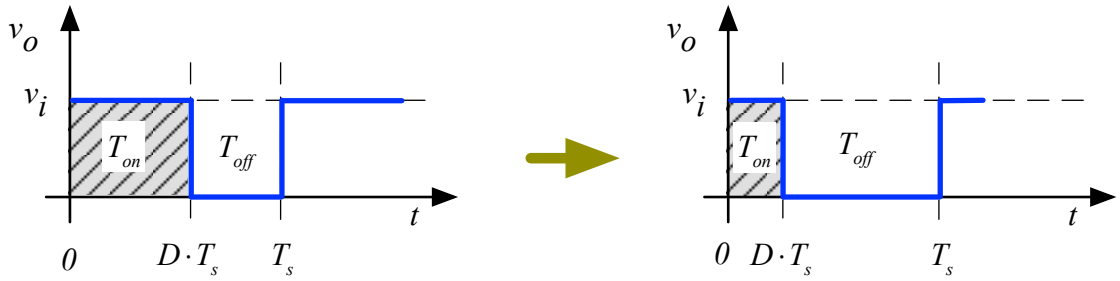


Figura 14 – Formas de onda para modulação por largura de pulsos (PWM).

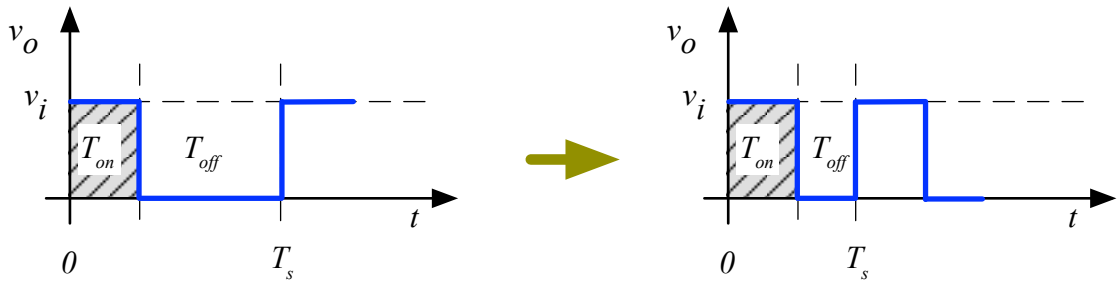


Figura 15 – Formas de onda para modulação por frequência variável (PFM).

4 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc básico será simulado utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

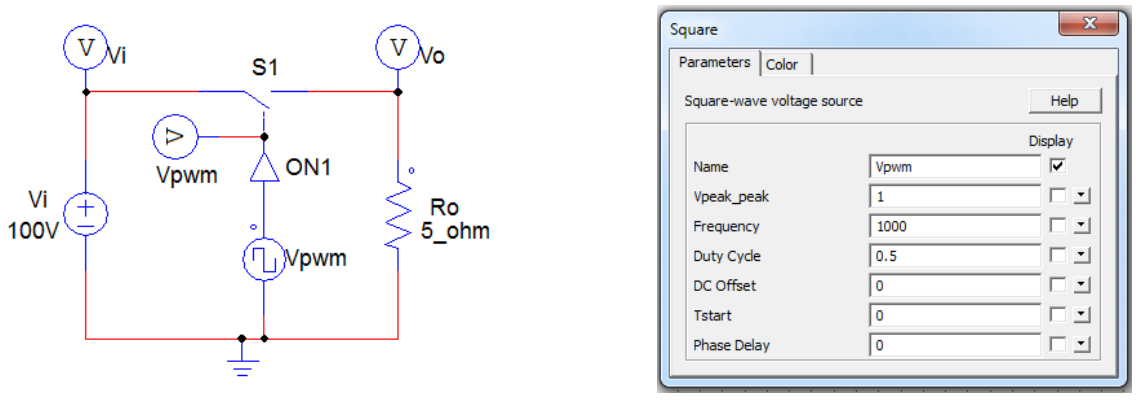
4.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 16, com as mesmas características do problema apresentado no início deste capítulo. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 100 V (médios). A carga é resistiva com uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,01 ms (10 μs). Os parâmetros do sinal de comando da chave estão mostrados na Figura 16. Note que a frequência de comutação é de 1 kHz e a razão cíclica é de 50%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas na Figura 17. Mostram-se as tensões de entrada, saída e de comando (PWM) do interruptor, além das correntes na carga e na chave. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si.

Com relação a potência calculada na saída, é importante ressaltar que pelo fato das formas de onda de tensão e corrente não serem contínuas, deve-se determinar a potência na carga por:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}^2 .$$



Circuito simulado Parâmetros do sinal PWM

Figura 16 – Circuito simulado no Psim.

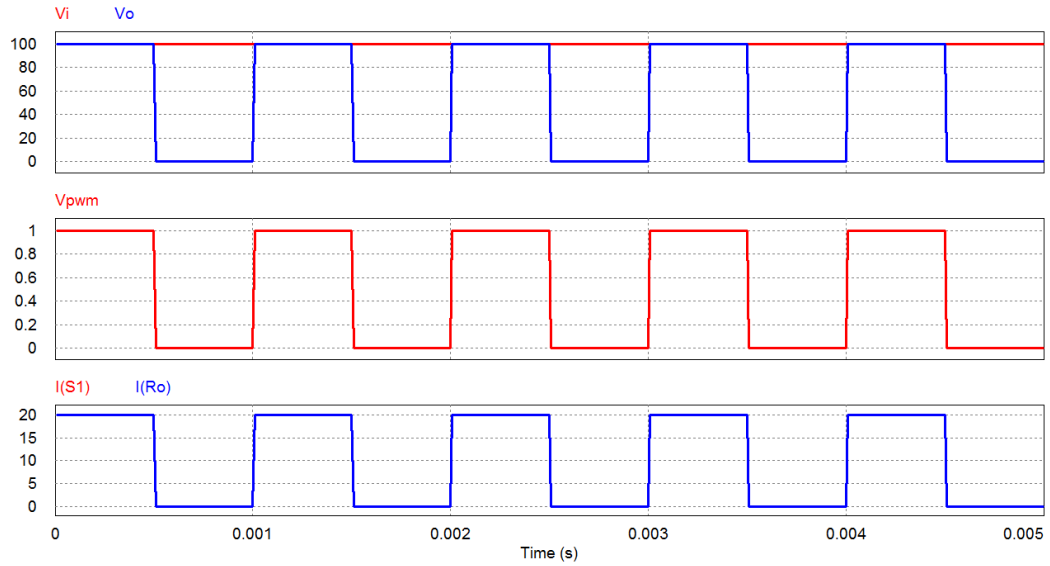


Figura 17 – Principais formas de onda do conversor cc-cc simples com componentes ideias.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc básico com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	100 V	100 V
$V_{o(ef)}$	Tensão eficaz na carga	70,71 V	70,71 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	50 V	50 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	20 A	20 A
$I_{o(ef)}$	Corrente eficaz na carga	14,14 A	14,14 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	10 A	10 A
P_o	Potência na saída	1000 W	1000 W
P_i	Potência na entrada	1000 W	1000 W
η	Rendimento	100%	100%

4.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 18. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o 2N3055. A fonte é para 100 V (médios) e frequência de 60 Hz. A carga é resistiva com uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,01 ms (10 µs).

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e corrente de carga são mostradas na Figura 19. Nota-se a queda de tensão provocada pelo transistor quando está conduzindo (V_{CEon}), fazendo com que o pico da tensão na carga esteja na faixa de 83 V. Além disso, para um transistor bipolar de junção, como é o caso do 2N3055, a corrente de base terá um valor alto, pois seu ganho é pequeno.

As formas de onda da tensão e corrente na chave são mostradas na Figura 20 onde pode-se notar que quando a chave está conduzindo tem-se uma queda de tensão da ordem 17 V.

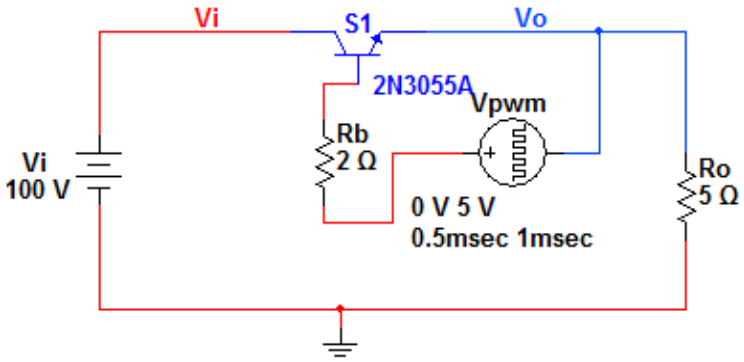


Figura 18 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc simples com componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(pk)}$	Tensão de pico na carga	100 V	82,87 V
$V_{o(ef)}$	Tensão eficaz na carga	70,71 V	≈60 V
$V_{o(avg)}$	Tensão média na carga	50 V	≈45 V
$I_{o(pk)}$	Corrente de pico na carga	20 A	16,56 A
$I_{o(ef)}$	Corrente eficaz na carga	14,14 A	≈12 A
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	10 A	≈9 A
P_o	Potência na saída	1000 W	720 W
P_i	Potência na entrada	1000 W	≈890 W
η	Rendimento	100%	80,9%

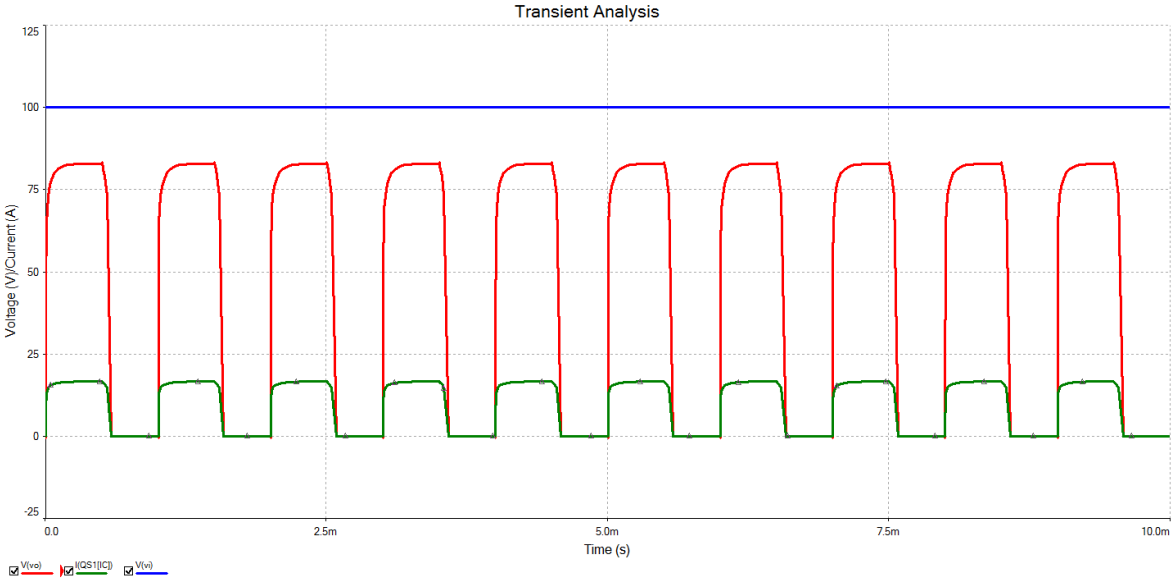


Figura 19 – Formas de onda da tensão de entrada e de saída e da corrente na carga.

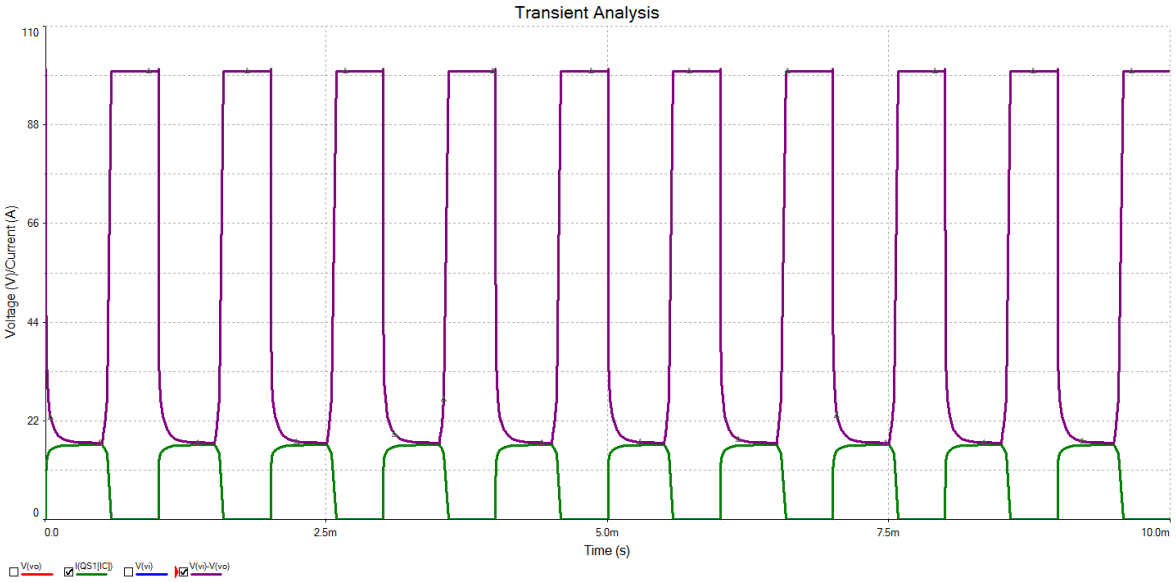


Figura 20 – Formas de onda de tensão e corrente na chave.

A potência dissipada no transistor é da ordem 170 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 81% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 21 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 30%, a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga.

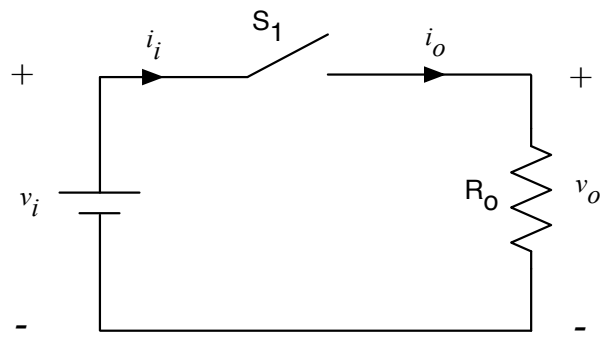


Figura 21 – Circuito para exercício resolvido 01.

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} = V_i = 12V$.

$V_o = D \cdot V_i = 0,3 \cdot 12 = 3,6V$.

$V_{o(ef)} = V_i \cdot \sqrt{D} = 12 \cdot \sqrt{0,3} = 6,57V$.

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{12}{5} = 2,4\,A.$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{3,6}{5} = 0,72\,A.$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{6,57}{5} = 1,314\,A.$$

A potência média na carga é:

$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}^2 = 5 \cdot 1,314^2 = 8,63W$.

ER 02) Considerando o circuito da Figura 22 e que a fonte de alimentação seja de 18 V, o transistor é o TIP141 e a carga tem resistência de 10 Ω, a frequência de comutação é de 1 kHz e a razão cíclica é de 50%, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A potência dissipada no transistor durante sua condução;
- O rendimento do conversor;
- Os tempos de condução, bloquei e comutação da chave.

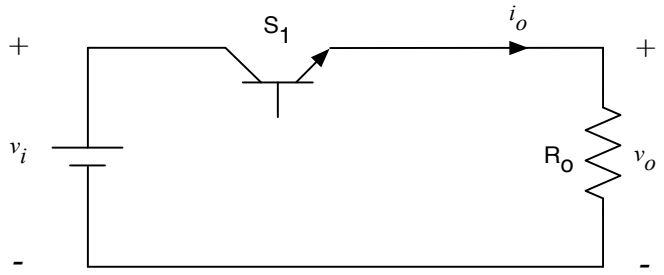


Figura 22 – Circuito para exercício resolvido 02.

Inicialmente deve-se verificar na folha de dados do transistor o valor de sua queda de tensão quando está conduzindo, dada para uma corrente de 5 A. No circuito em análise, a corrente

será menor, usando-se de todo modo o valor fornecido pelo fabricante.

$$V_{CE(sat)} = 2V\,@5A \ .$$

As tensões de pico, média e eficaz na carga são dadas por:

$$V_{o(pk)} = V_i - V_{CE(sat)} = 18 - 2 = 16V \ .$$

$$V_o = D \cdot \left(V_i - V_{CE(sat)}\right) = 0{,}5 \cdot \left(18 - 2\right) = 8V \ .$$

$$V_{o(ef)} = \left(V_i - V_{CE(sat)}\right) \cdot \sqrt{D} = \left(18 - 2\right) \cdot \sqrt{0{,}5} = 11{,}31V \ .$$

As correntes na carga serão determinadas por:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{16}{10} = 1{,}6\,A \ . \qquad I_{o(med)} = \frac{V_{o(med)}}{R_o} = \frac{8}{10} = 0{,}8\,A \ .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{11{,}31}{10} = 1{,}131\,A \ .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = R_o \cdot I_{o(ef)}^2 = 10 \cdot 1{,}131^2 = 12{,}79W \ .$$

A potência dissipada no transistor durante sua condução será obtida em função de sua queda de tensão e da corrente que circula pelo mesmo, mas levando-se em conta apenas o tempo em que o mesmo está conduzindo:

$$P_{S_1(cond)} = V_{CE(sat)} \cdot i_o \cdot \frac{T_{on}}{T_s} = V_{CE(sat)} \cdot I_{o(pk)} \cdot D = 2 \cdot 1{,}6 \cdot 0{,}5 = 1{,}6W \ .$$

O rendimento do conversor será obtido por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_{S_1(cond)}} = \frac{12{,}79}{12{,}79 + 1{,}6} = \frac{12{,}79}{14{,}39} = 0{,}89 = 89\% \ .$$

Finalmente, os tempos de comutação, condução e bloquei da chave serão:

$$T_s = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{1000} = 0{,}001s = 1ms \ .$$

$$T_{on} = D \cdot T_s = 0{,}5 \cdot 1m = 0{,}5ms = 500\mu s \ .$$

$$T_{off} = \left(1 - D\right) \cdot T_s = \left(1 - 0{,}5\right) \cdot 1m = 0{,}5ms = 500\mu s \ .$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 21 e que a fonte de alimentação seja de 9 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 75% e a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre a chave;
- As perdas na chave.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 23 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 5 Ω, determine:

- As tensões de pico, média e eficaz na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz na carga;
- A potência média na carga;
- A potência dissipada no transistor durante sua condução;
- Os tempos de comutação, condução e bloqueio do transistor.

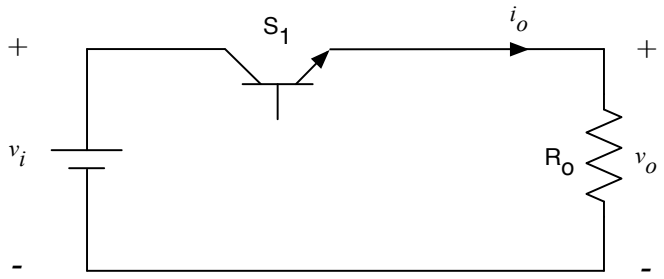


Figura 23 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc no que concerne ao seu princípio de funcionamento.

Em síntese, objetiva-se:

- Montar um conversor cc-cc simples;
- Implementar moduladores de largura de pulso (PWM) no Arduino;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

6.2 Modulação Por Largura de Pulsos no Arduino

Inicialmente, leia o tutorial sobre PWM com o Arduino disponível em:

http://www.arduino.cc/en/Tutorial/PWM

A seguir, implemente um programa simples para gerar sinais PWM na saída do Arduino, observe o sinal gerado no osciloscópio e anote os valores medidos na Tabela 3. Você pode utilizar um pino PWM do Arduino para cada valor de razão cíclica desejada.

Tabela 3 – PWM simples no Arduino.

Variável	Valor medido
Frequência do sinal gerado	
Razão cíclica para analogWrite(0)	
Razão cíclica para analogWrite(64)	
Razão cíclica para analogWrite(127)	
Razão cíclica para analogWrite(191)	
Razão cíclica para analogWrite(255)	

Verifique a estabilidade do sinal gerado, ou seja, se o mesmo mantém período e razão cíclica constantes ao longo do tempo.

6.3 Conversor CC-CC Simples

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 24 a seguir.

A tensão de entrada (V_{in}) será de 15 V.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 50%.

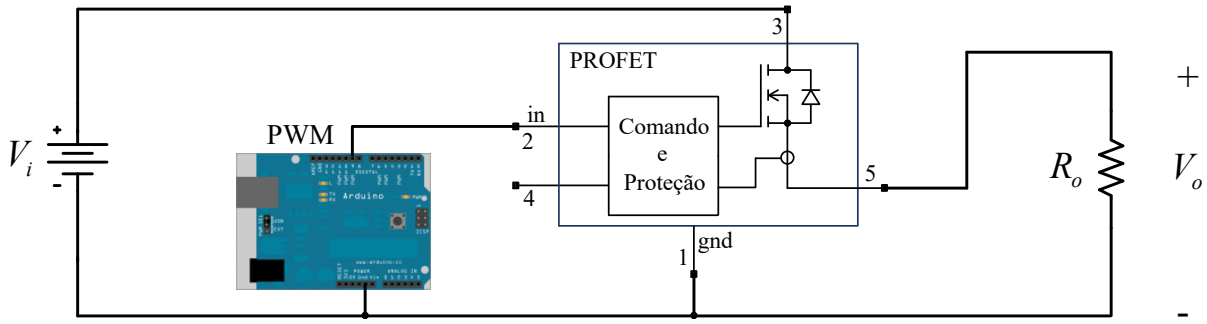


Figura 24 – Circuito do conversor cc-cc.

A seguir altere a razão cíclica no Arduino conforme solicitado na Tabela 4, medindo a tensão de saída e anotando os valores, para posteriormente comparar com os cálculos realizados.

Tabela 4 – Tensão média de saída no conversor cc-cc simples.

Variável	Calculado	Medido	Erro
Tensão média na saída para analogWrite(0)			
Tensão média na saída para analogWrite(64)			
Tensão média na saída para analogWrite(127)			
Tensão média na saída para analogWrite(191)			
Tensão média na saída para analogWrite(255)			

Conforme solicitado na Tabela 5, meça e anote os valores das variáveis, comparando em seguida os resultados obtidos com os cálculos anteriores.

Tabela 5 – Razão cíclica no conversor cc-cc simples.

Variável	Calculado	Medido	Erro
T_{on} para analogWrite(64)			
T_{off} para analogWrite(64)			
D para analogWrite(64)			
T_{on} para analogWrite(191)			
T_{off} para analogWrite(191)			
D para analogWrite(191)			

Em todas as medições realizadas, calcule o erro (desvio percentual) entre o valor calculado (teórico) e o valor medido (experimental), utilizando a expressão:

$$\varepsilon = \left| \frac{\text{Valor teórico - Valor experimental}}{\text{Valor teórico}} \right| \cdot 100\%$$

6.4 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 25.
2) Compare os valores medidos com os valores calculados no ensaio realizado e explique a razão das discrepâncias (erros de grande amplitude), caso tenham ocorrido.

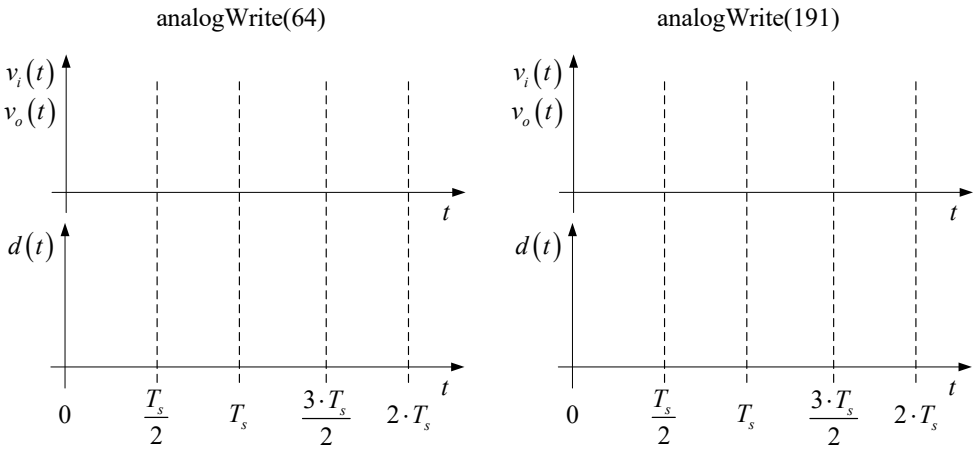


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor cc-cc simples.

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

12

Capítulo

Conversores CC-CC: Conversor Buck

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento do conversor Buck.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc do tipo Buck;
- Analisar conversores cc-cc do tipo Buck;
- Simular conversores cc-cc do tipo Buck;
- Implementar conversores cc-cc do tipo Buck.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc.

Continuidade

O curso continuará com o estudo do conversor cc-cc Boost.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foi estudado o princípio de funcionamento dos conversores cc-cc, inclusive a descrição e análise de um conversor básico. Neste trabalho pretende-se estudar os conversores básicos, iniciando pelo conversor Buck, seguindo pelo conversor Boost e finalmente pelo conversor Buck-Boost.

O conversor Buck é um conversor abaixador de tensão, com princípio de funcionamento semelhante ao que foi visto no capítulo anterior, com a diferença que agora se incorporará a sua estrutura um filtro de saída, visando tornar a tensão contínua sem ondulação (*ripple*).

As aplicações para o conversor Buck são diversas, podendo substituir por exemplo, os reguladores lineares, pois os mesmos são sempre abaixadores de tensão.

Na Figura 1 mostra-se um conversor Buck comercial, para fins de desenvolvimento, ou seja, estudo de seu circuito.

Por fim, neste capítulo será apresentado o conversor cc-cc Buck, descrição das etapas de funcionamento, suas principais formas de onda, análise de seu funcionamento e detalhes de projeto. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

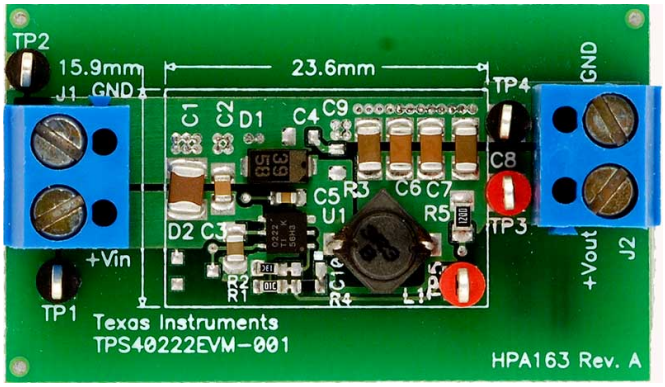


Figura 1 – Exemplo de conversor cc-cc Buck comercial.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 31/08/2014.

2 Princípio de Funcionamento do Conversor Buck

2.1 Conversor CC-CC Buck

O circuito do conversor cc-cc Buck é mostrado na Figura 2. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1) e o filtro de saída, constituído por um indutor (L_o) e

por um capacitor (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar poder-se-ia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão antes do filtro de saída é representada por v_{ab}.

Os conversores cc-cc possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM – *continuous conduction mode*). Se a corrente atinge o valor zero a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM - *descontinuous conduction mode*).

A seguir será estudado o funcionamento do conversor Buck nos dois modos de operação.

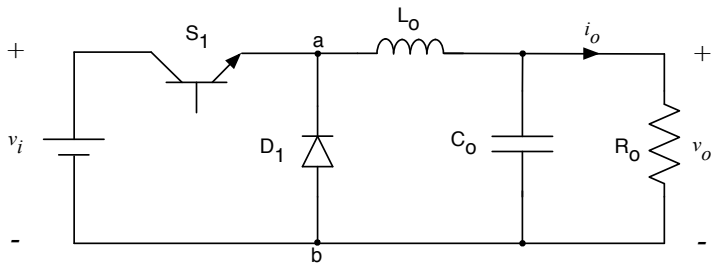


Figura 2 – Circuito do conversor cc-cc Buck.

2.2 Conversor CC-CC Buck – Modo de Condução Contínua

O conversor Buck operando no modo de condução contínua apresenta duas etapas de operação, mostradas nas Figura 3 e Figura 4. Estas etapas de operação são:

> 1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte. A corrente circula por L_o e pela saída. Nesta etapa a fonte (*vi*) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o;
>
> 2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão entre os pontos "a" e "b" será nula. A corrente circula por L_o e pelo diodo D_1. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Buck no modo de condução contínua são mostradas na Figura 5. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 6. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

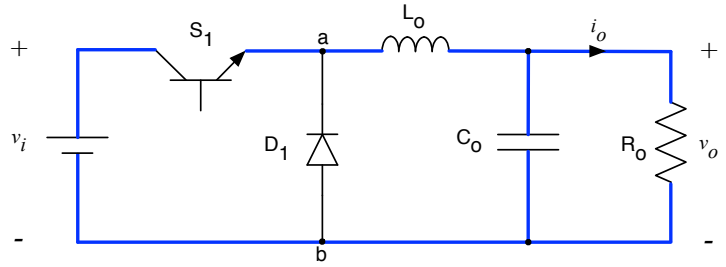


Figura 3 – Primeira etapa de operação do conversor Buck (CCM).

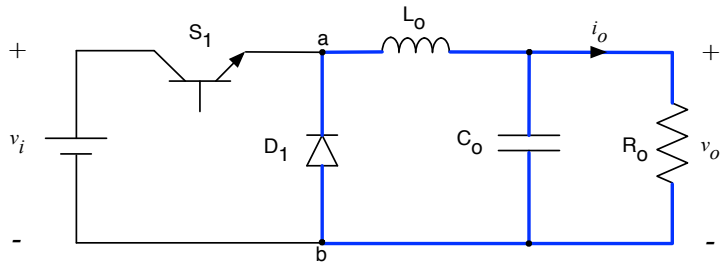


Figura 4 – Segunda etapa de operação do conversor Buck (CCM).

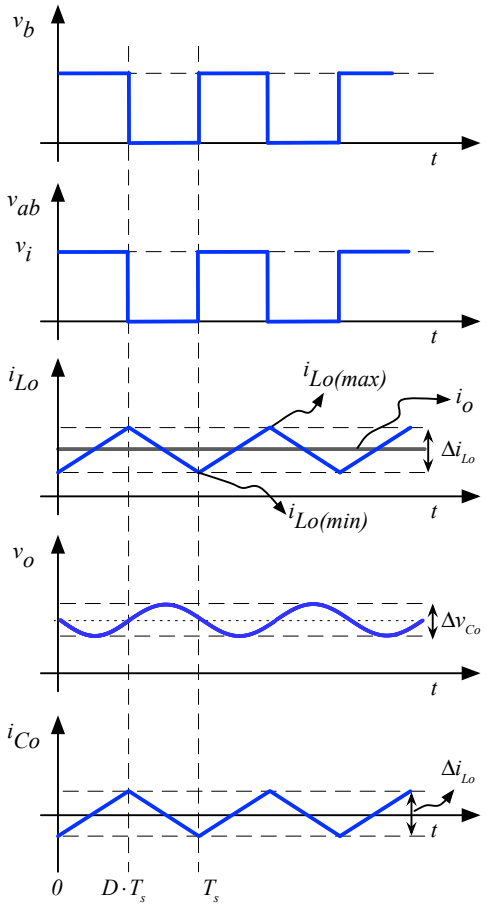


Figura 5 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck em condução contínua.

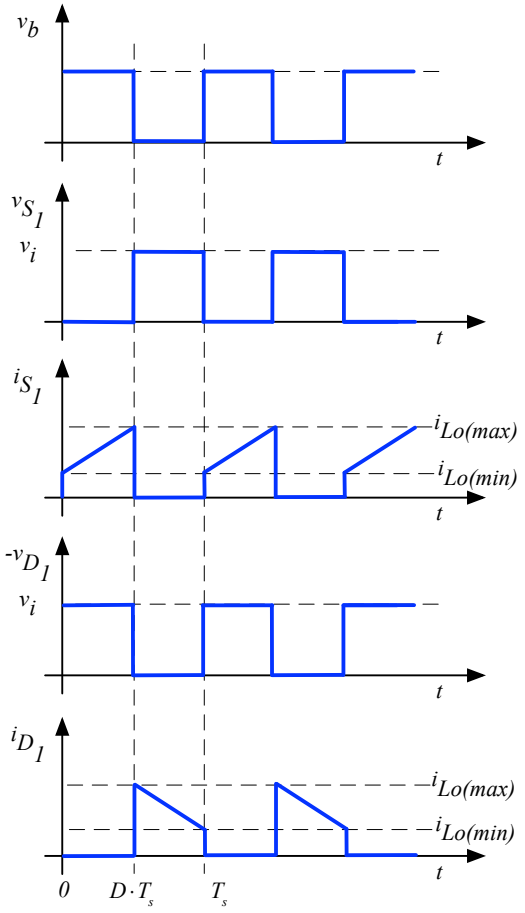


Figura 6 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck em condução contínua.

É importante destacar nas Figura 5 e Figura 6 que a corrente no indutor é contínua com ondulação dada por Δi_{Lo} . Do mesmo modo, a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co} . Além disso, vale destacar que a tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no indutor, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no indutor.

2.2.1 Análise do Conversor CC-CC Buck no Modo de Condução Contínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores.

2.2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma

de onda mostrada na Figura 7.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s} v_i \cdot dt = \frac{1}{T_s}\cdot\left(V_i \cdot D \cdot T_s\right)$$

$$V_{ab} = D \cdot V_i \,.$$

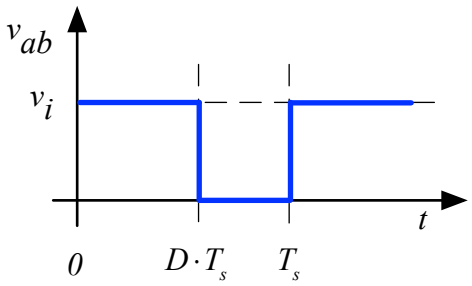


Figura 7 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

Para determinar a tensão média na saída precisa-se obter a tensão média no indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 8.

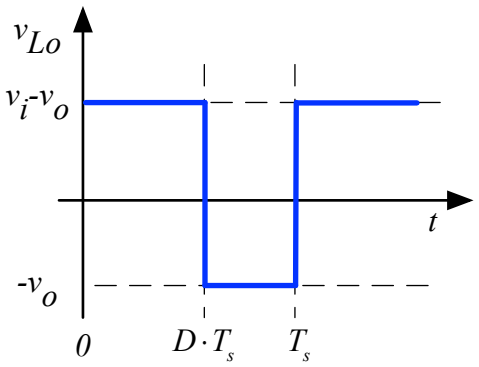


Figura 8 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Assim, tem-se:

$$V_{Lo} = \frac{1}{T_s}\left[\left(\left(V_i - V_o\right)\cdot D \cdot T_s\right) + \left(-V_o \cdot \left(T_s - D \cdot T_s\right)\right)\right];$$

$$V_{Lo} = \left[V_i \cdot D - V_o \cdot D - V_o + V_o \cdot D\right];$$

$$V_{Lo} = 0 \,.$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_{ab} = D \cdot V_i .$$

Considerando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)} .$$

2.2.1.2 Ganho Estático do Conversor Buck em Condução Contínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Buck em condução contínua se tem:

$$D = \frac{V_o}{V_i} .$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 9. Nota-se pela Figura 9 que o comportamento do ganho estático do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios. Este comportamento é idêntico ao observado no capítulo anterior. Isso ocorre porque o comportamento estático do conversor independe de seu filtro (L_o e C_o). Já o comportamento transitório, para fins de controle e proteção do conversor, dependerá destes elementos.

É importante destacar, observando-se a Figura 9 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será menor do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D).

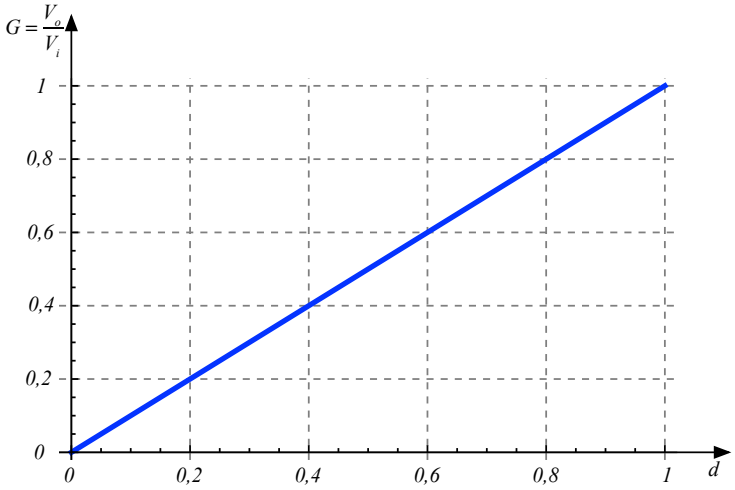


Figura 9 – Ganho estático do conversor cc-cc Buck.

2.2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de saída, visto que a corrente média no capacitor deve ser nula. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o capacitor é carregado e descarregado, não totalmente, mas apenas para que sua tensão permaneça estabilizada. Se a corrente média no capacitor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de tensão, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_{Lo(med)} = I_{o(med)} = I_o.$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{d_{iLo}(t)}{dt} \ .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} \ .$$

Assim:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot T_{on} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D \ .$$

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i}{L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot (1 - D) \ .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_o = \frac{V_i}{\Delta I_{Lo} \cdot F_s} \cdot D \cdot \left(1 - D\right) .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 10. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_i, L_o e F_s. Assim, pela Figura 10 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D=0,5, como sendo:

$$\Delta I_{Lo(\max)} = \frac{V_i}{4 \cdot L_o \cdot F_s} .$$

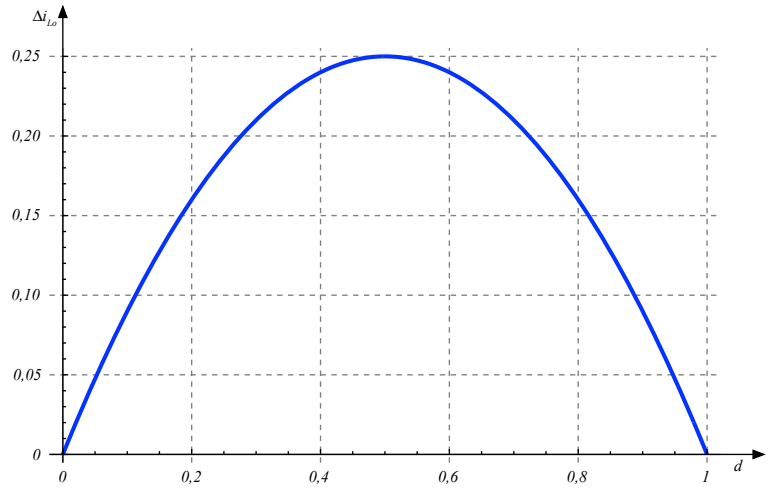


Figura 10 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{Lo(\max)} = I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do indutor (ΔI_{Lo}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Já a corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de saída e da corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{I_{Co(ef)}^2 + I_o^2} \ ;$$

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_o\right)^2} \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 5.

2.2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \ .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \ .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \ ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \ ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \ .$$

2.2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} = V_i \ .$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{Lo(\max)} \ .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot I_o \ .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_o^2 + \Delta I_{Lo}^2\right)} \ .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} = V_i .$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{Lo(\max)} .$$

$$I_{D_1(med)} = (1-D)\cdot I_o .$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\frac{(1-D)\cdot(12\cdot I_o^2 + \Delta I_{Lo}^2)}{3}} .$$

2.2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado na Figura 5 e na Figura 11. Toma-se a componente fundamental da corrente no indutor (i_{Fo}), multiplicando-se a mesma pela reatância capacitiva do capacitor. Desta operação resulta que:

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_i}{31\cdot L_o \cdot C_o \cdot F_s^2} .$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{V_i}{31\cdot L_o \cdot \Delta V_{Co} \cdot F_s^2} .$$

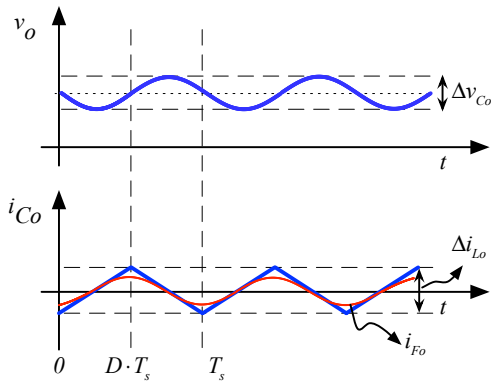


Figura 11 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

2.3 Conversor CC-CC Buck – Modo de Condução Descontínua

O conversor Buck operando no modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 12, Figura 13 e Figura 14. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b"

será igual a tensão da fonte. A corrente circula por L_o e pela saída. Nesta etapa a fonte (*vi*) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o;

2ª Etapa (DT_s, $T_{i=0}$) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da saída. A corrente circula por L_o e pelo diodo D_1. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o;

3ª Etapa ($T_{i=0}$, T_s) – A corrente no indutor se anula e assim a chave o diodo estão bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa dura até o novo acionamento da chave em T_s.

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Buck no modo de condução descontínua são mostradas na Figura 15. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 16. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

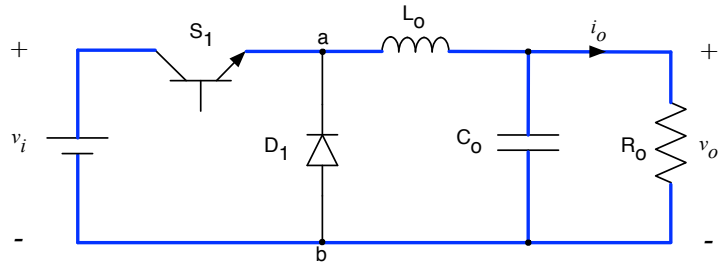


Figura 12 – Primeira etapa de operação do conversor Buck (DCM).

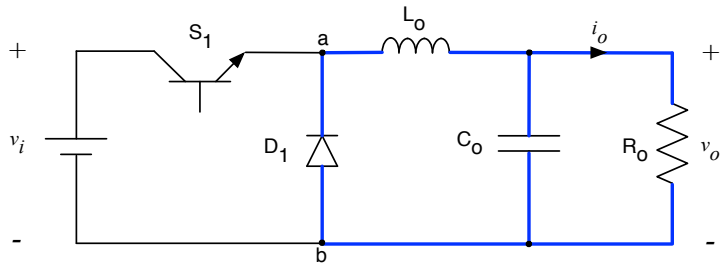


Figura 13 – Segunda etapa de operação do conversor Buck (DCM).

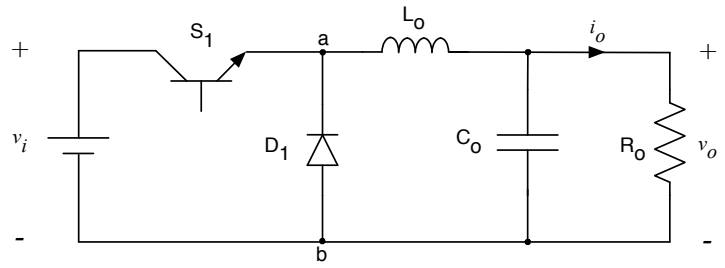


Figura 14 – Terceira etapa de operação do conversor Buck (DCM).

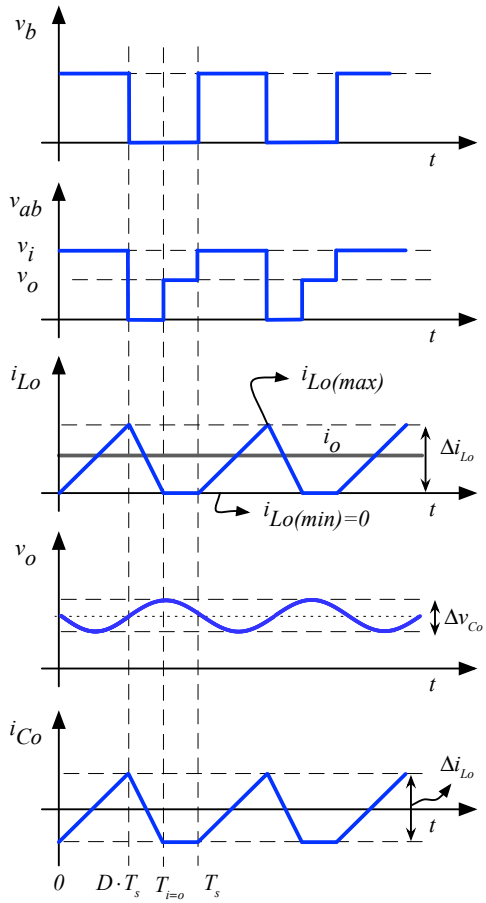


Figura 15 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck em condução descontínua.

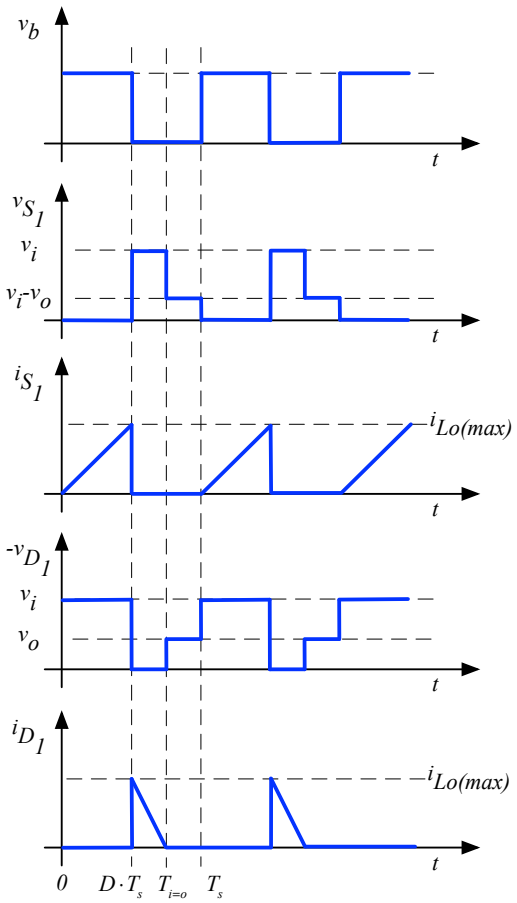


Figura 16 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck em condução descontínua.

É importante destacar nas Figura 15 e Figura 16 que a corrente no indutor é descontínua com ondulação dada por Δi_{Lo}. Já a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co}. Além disso, vale destacar que tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no indutor, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no indutor.

2.3.1 Análise do Conversor CC-CC Buck no Modo de Condução Descontínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, considerando seu modo de operação em condução descontínua.

2.3.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 17.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_{0}^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D \cdot T_s}^{T_{i=0}} v_o \cdot dt.$$

Para se obter a tensão média será necessário determinar o instante em que a corrente no indutor se anula ($T_{i=0}$). Este instante depende da corrente da carga, ou seja, será dependente da tensão de saída. Este valor pode ser obtido considerando-se que a tensão média sobre o indutor deve ser nula, conforme mostrado na Figura 18.

$$T_{i=0} = \frac{D}{V_o} \cdot \left(1 + V_o \cdot T_s\right).$$

No entanto, pelo resultado obtido nota-se que esta expressão para o instante $T_{i=0}$ não é útil por hora, visto que ela depende da tensão de saída, a qual justamente deseja-se determinar. Deste modo deve-se buscar outra alternativa. Esta consiste em considerar que o valor médio da corrente no indutor (Figura 15) é igual a corrente média de saída (I_o).

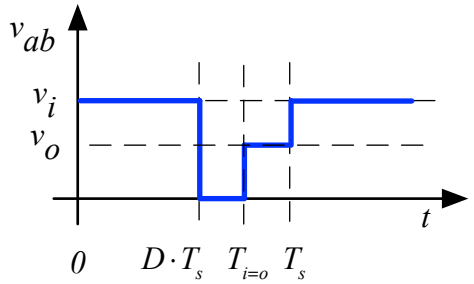


Figura 17 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

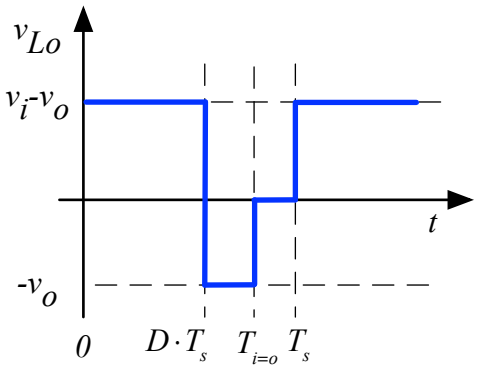


Figura 18 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Procedendo-se assim, tem-se:

$$I_{Lo(\max)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$I_{Lo} = I_o \ ;$$

$$i_{Lo}(t)=\begin{cases}\dfrac{I_{Lo(\max)}}{D\cdot T_s}\cdot t;\rightarrow 0\le t\le D\cdot T_s\\ \dfrac{I_{Lo(\max)}}{D\cdot T_s-T_{i=0}}\cdot t-\dfrac{I_{Lo(\max)}}{D\cdot T_s-T_{i=0}}\cdot T_{i=0};\rightarrow D\cdot T_s\le t\le T_{i=0}\\ 0;\rightarrow T_{i=o}\le t\le T_s\end{cases};$$

$$I_{Lo(med)}=\frac{1}{T_s}\cdot\int_0^{T_s} i_{Lo(t)}\cdot dt=I_o\ .$$

Resolvendo a expressão acima se obtem:

$$T_{i=0}=2\cdot\frac{I_o}{I_{Lo(\max)}}\cdot T_s\ .$$

Assim, usando a expressão obtida para $T_{i=0}$ e para $\Delta I_{Lo(\max)}$ se obtem:

$$V_{ab}=\frac{2\cdot V_i}{1+\sqrt{1+\dfrac{8\cdot L_o\cdot F_s}{R_o\cdot D^2}}}\ .$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o=V_{ab}=\frac{2\cdot V_i}{1+\sqrt{1+\dfrac{8\cdot L_o\cdot F_s}{R_o\cdot D^2}}}.$$

Considerando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)}=V_{o(ef)}=V_{o(pk)}.$$

2.3.1.2 Ganho Estático do Conversor Buck em Condução Descontínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Buck em condução descontínua se tem:

$$D=\sqrt{\frac{8\cdot L_o\cdot F_s}{R_o\cdot\left[\left(\dfrac{2\cdot V_i}{V_o}-1\right)^2-1\right]}}.$$

É importante destacar que o ganho estático depende da carga (R_o) e do indutor de filtro

(L_o). Em outras palavras, sempre que a carga do conversor for alterada, tem-se um comportamento distinto em termos de ganho estático.

2.3.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de saída, visto que a corrente média no capacitor deve ser nula. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o capacitor é carregado e descarregado, não totalmente, mas apenas para que sua tensão permaneça estabilizada. Se a corrente média no capacitor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de tensão, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_{Lo(med)} = I_{o(med)} = I_o.$$

A corrente máxima no indutor foi determinada anteriormente, sendo:

$$I_{Lo(\max)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s.$$

Neste caso não se deve reescrever a expressão anterior, pois a relação $V_o = D \cdot V_i$ não é valida.

De todo modo, é interessante fazer:

$$\Delta I_{Lo} = I_{Lo(\max)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D.$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_o = \frac{V_i - V_o}{\Delta I_{Lo(\max)} \cdot F_s} \cdot D \ .$$

A corrente eficaz no indutor será:

$$I_{Lo(ef)} = I_{Lo(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=o}}{3 \cdot T_s}} \ .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do indutor (ΔI_{Lo}) circula pelo capacitor,

sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{I_{Lo(ef)}^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(I_{Lo(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=o}}{3 \cdot T_s}} \right)^2 - I_o^2} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = I_{Lo(\max)} - I_o \ .$$

2.3.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \, .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \, .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \, ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \, ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \, .$$

2.3.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} = V_i \, .$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{Lo(\max)} \, .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot \frac{I_{Lo(\max)}}{2} \, .$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{Lo(\max)} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \, .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} = V_i \, .$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{Lo(\max)} .$$

$$I_{D_1(med)} = I_o - I_{S1(med)} = I_o - \frac{I_{Lo(\max)}}{2} \cdot D .$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{Lo(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=0} - D \cdot T_s}{3}} .$$

2.3.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação de tensão no capacitor dependerá da ondulação de corrente máxima no indutor, que por sua vez depende da carga do conversor. Assim, torna-se complexo determinar a ondulação de tensão no capacitor. Sugere-se que seja utilizado o recurso de simulação para se obter a mesma. De todo modo, pode-se fazer uma aproximação que consiste em determinar

$$\Delta V_{Co} = \frac{\left(T_s - T_{i=o}\right) \cdot I_o}{C_o} .$$

Portanto, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{\left(T_s - T_{i=o}\right) \cdot I_o}{\Delta V_{Co}} .$$

3 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc Buck será simulado utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

3.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 19, com as mesmas características do problema apresentado no início deste capítulo. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 100 V (médios). A carga possui uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 50%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor. O indutor de filtro é de 1 mH e o capacitor é de 100 μF.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 20 e na

Figura 21. Na Figura 20 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 21 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, entre os pontos "a" e "b" e de comando (PWM) do interruptor, além da corrente no indutor e da saída. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si.

Com relação a potência calculada na saída, pode-se agora aplicar a seguinte expressão:

$P_o = V_o \cdot I_o$.

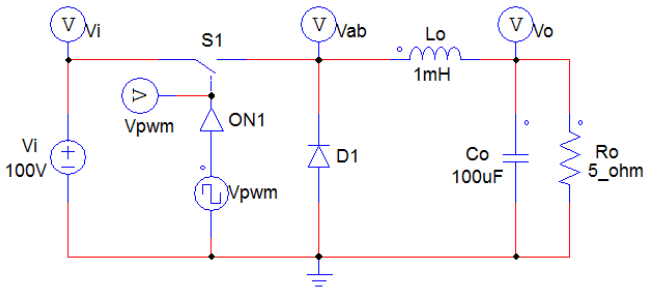


Figura 19 – Circuito simulado no Psim.

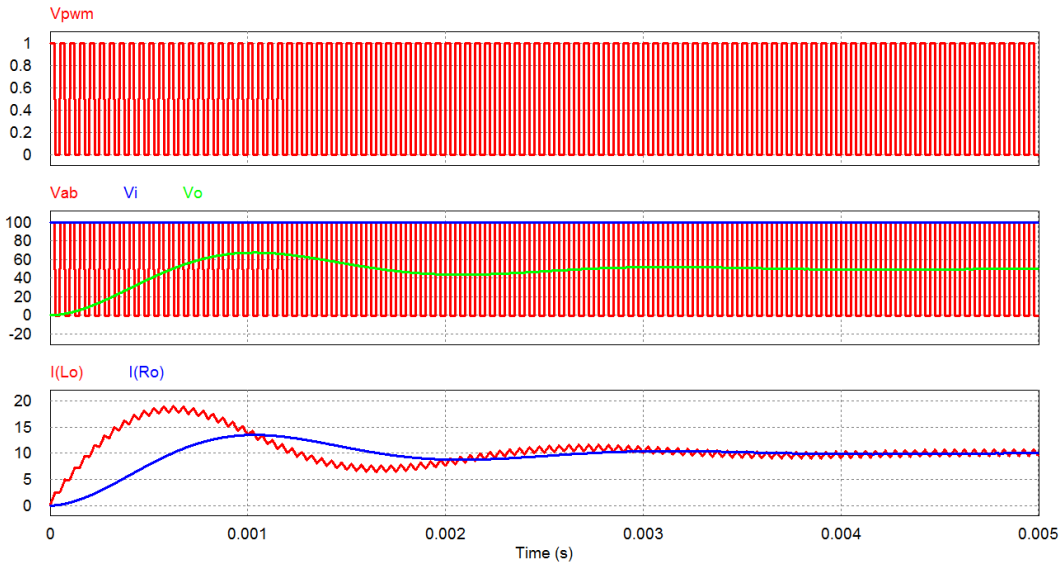


Figura 20 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck com componentes ideais.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc Buck com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	50 V	50 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,081 V	0,078 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	10 A	10 A
P_o	Potência na saída	500 W	500 W
P_i	Potência na entrada	500 W	500 W
η	Rendimento	100%	100%
$I_{Lo(max)}$	Corrente máxima no indutor	10,625 A	10,626 A
$I_{Lo(avg)}$	Corrente média no indutor	10 A	10 A

$I_{Lo(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	10 A	10 A
ΔI_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor	1,25 A	1,26 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	0,625 A	0,625 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	0,36 A	0,36 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	10,625 A	10,625 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	5 A	5 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	7,07 A	7,08 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	10,625 A	10,625 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	5 A	5 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	7,07 A	7,08 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	100 V	100 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	100 V	100 V

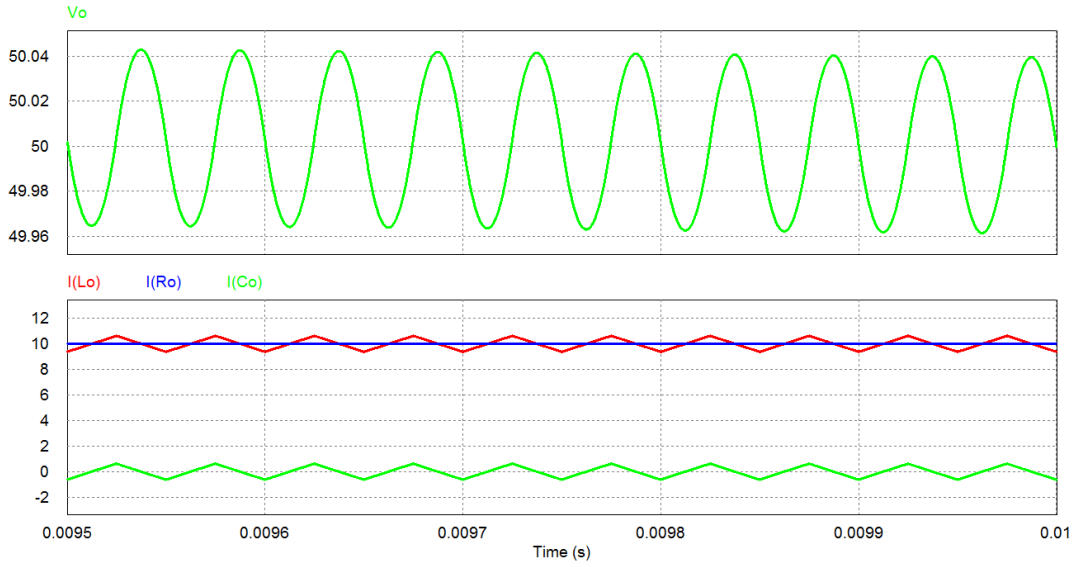


Figura 21 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck com componentes ideais.

3.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 22. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o 2N3055. A fonte é para 100 V (médios). A carga possui uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 10%. O indutor de filtro é de 1 mH e o capacitor é de 100 µF.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e corrente de carga são mostradas na Figura 23. Nota-se a queda de tensão provocada pelo transistor quando está conduzindo (V_{CEon}), fazendo com que o pico da tensão entre os pontos "a" e "b" esteja na faixa de 89 V. Além disso, para um transistor bipolar de junção, como é o caso do 2N3055, a corrente de base terá um valor alto, pois seu ganho é pequeno.

As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 24. A razão cíclica foi ajustada para se obter a tensão desejada na saída. Em virtude da queda de tensão provocada pelo transistor, além de sua resposta lenta, a tensão entre os pontos "a" e "b" tem

formato bem diferente do esperado, o que altera significativamente o valor médio da tensão de saída. Por isso alterou-se a razão cíclica para ajustar a tensão de saída para o valor correto.

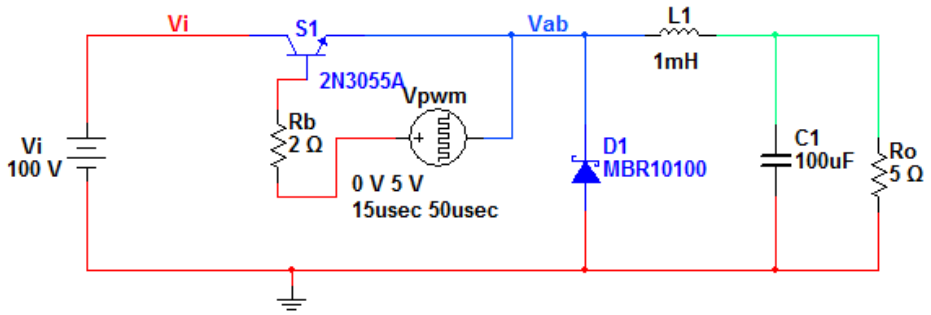


Figura 22 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc Buck com componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	50 V	51 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,081 V	0,062 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	10 A	10,19 A
P_o	Potência na saída	500 W	≈520 W
P_i	Potência na entrada	500 W	≈750 W
η	Rendimento	100%	≈69%
$I_{Lo(max)}$	Corrente máxima no indutor	10,625 A	10,6 A
$I_{Lo(avg)}$	Corrente média no indutor	10 A	10,19 A
$I_{Lo(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	10 A	10,2 A
ΔI_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor	1,25 A	0,82 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	0,625 A	0,4 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	0,36 A	0,28 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	10,625 A	10,6 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	5 A	8 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	7,07 A	9,94 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	10,625 A	10,25 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	5 A	2,8 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	7,07 A	5 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	100 V	10,7 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	100 V	88,3 V

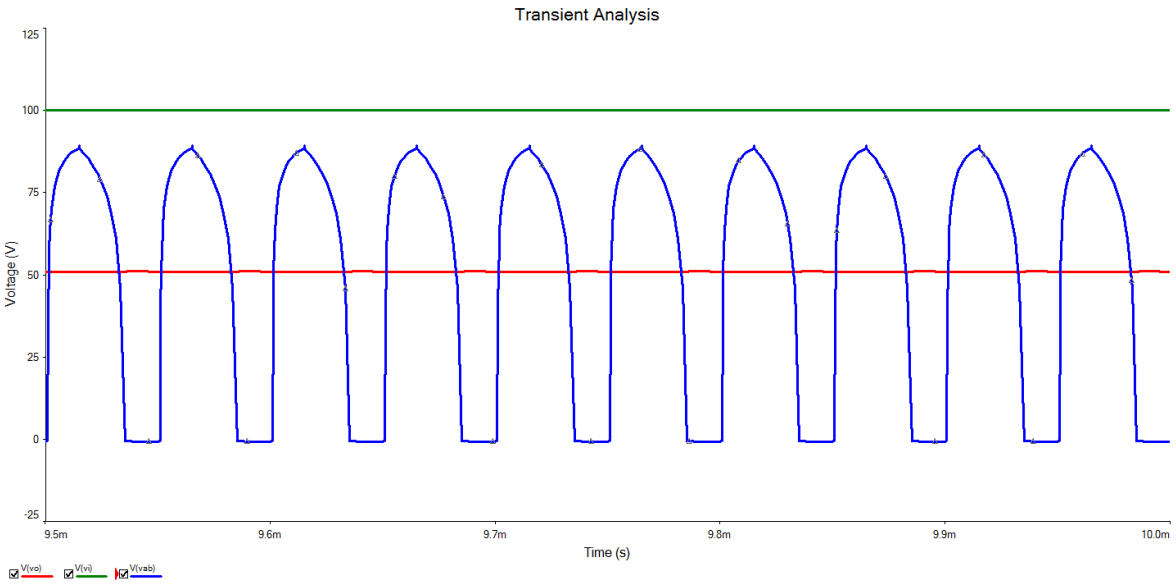


Figura 23 – Formas de onda da tensão de entrada e de saída e da corrente na carga.

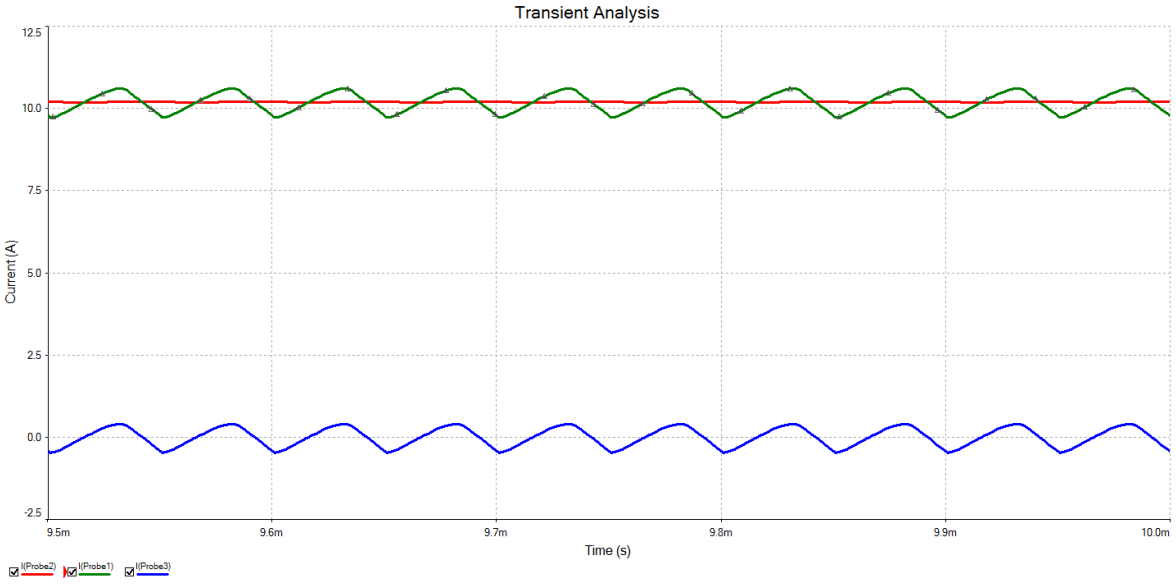


Figura 24 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

A potência dissipada nos componentes (transistor e diodo) é da ordem de 230 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 69% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é

ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução contínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

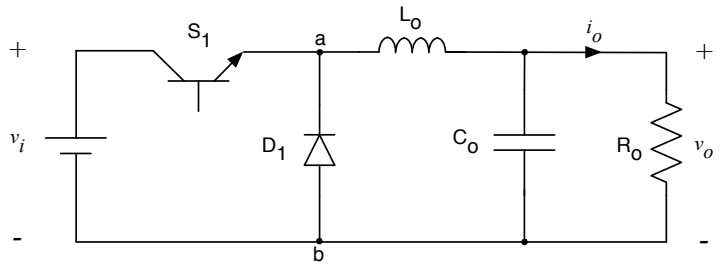


Figura 25 – Circuito para exercício resolvido 01.

A tensão média na carga será:

$V_o = D \cdot V_i = 0{,}42 \cdot 12 = 5{,}04 V$.

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{5{,}04}{5} = 1{,}0\, A.$$

$I_{Co} = 0\, A$.

$I_{Lo} = I_o = 1{,}0\, A$.

$I_{S_1} = D \cdot I_o = 0{,}42 \cdot 1{,}0 = 0{,}42\, A$.

$I_{D1} = \left(1 - D\right) \cdot I_o = \left(1 - 0{,}42\right) \cdot 1{,}0 = 0{,}58\, A$.

A potência média na carga é:

$P_o = V_o \cdot I_o = 5{,}04 \cdot 1{,}0 = 5{,}04 W$.

ER 02) Considere que no circuito da Figura 26 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 5 V com corrente de 500 mA. O indutor tem uma indutância de 500 μH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

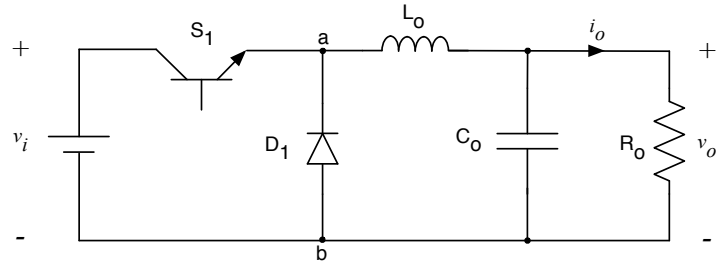


Figura 26 – Circuito para exercício resolvido 02.

A razão cíclica de operação será:

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{5}{24} = 0{,}21 .$$

A corrente na carga já está determinada e vale 500 mA. Deste modo, as correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_{Lo} = I_o = 0{,}5\,A .$$

$$I_{S_1} = D \cdot I_o = 0{,}21 \cdot 0{,}5 = 0{,}105\,A .$$

$$I_{D1} = \left(1 - D\right) \cdot I_o = \left(1 - 0{,}21\right) \cdot 0{,}5 = 0{,}395\,A .$$

Para determinar as correntes máximas e eficazes, deve-se determinar inicialmente a ondulação de corrente no indutor, que será:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i}{L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot \left(1 - D\right) = \frac{24}{500\mu \cdot 50k} \cdot 0{,}21 \cdot \left(1 - 0{,}21\right) = 0{,}16\,A \ .$$

Assim, a corrente máxima nos elementos do circuito será:

$$I_{Lo(\max)} = I_{S_1(\max)} = I_{D_1(\max)} = I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 0{,}5 + \frac{0{,}16}{2} = 0{,}58\,A \ .$$

As correntes eficazes nos elementos do conversor serão:

$$I_{Co(ef)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{0{,}16}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0{,}046\,A \ .$$

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{\left(I_{Co(ef)}\right)^2 + \left(I_o\right)^2} = \sqrt{0{,}046^2 + 0{,}5^2} = 0{,}50\,A \ .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_o^2 + \Delta I_{Lo}^2\right)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{0{,}21}{3} \cdot \left(12 \cdot 0{,}5^2 + 0{,}16^2\right)} = 0{,}23\,A .$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\frac{(1-D)\cdot\left(12\cdot I_o^2 + \Delta I_{Lo}^2\right)}{3}} = \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\frac{(1-0{,}21)\cdot\left(12\cdot 0{,}5^2 + 0{,}16^2\right)}{3}} = 0{,}45A\,.$$

A potência média na carga é:

$P_o = V_o \cdot I_o = 5{,}0\cdot 0{,}5 = 2{,}5W\,.$

As tensões máximas sobre os semicondutores serão:

$V_{S_1(\max)} = V_{D_1(\max)} = V_i = 24V\,.$

A ondulação de tensão na carga será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_i}{31\cdot L_o\cdot C_o\cdot F_s^2} = \frac{24}{31\cdot 500\mu\cdot 10\mu\cdot 50k^2} = 0{,}062V\,.$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 9 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 75% e a carga tem resistência de 5 Ω, o diodo também é ideal. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- O rendimento do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 27 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 5 Ω, o diodo será o MUR105. O indutor tem indutância de 1 mH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. Considere operação em condução contínua. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- A ondulação de corrente e tensão;
- O rendimento do circuito.

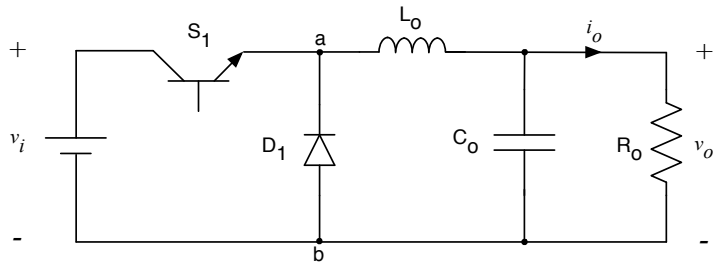


Figura 27 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Considere que no circuito da Figura 28 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 5 V com corrente de 500 mA. A ondulação de corrente desejada é de 10% e a ondulação de tensão deve ser de 1%. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine, considerando condução contínua:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- Os valores do indutor e do capacitor de filtro;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

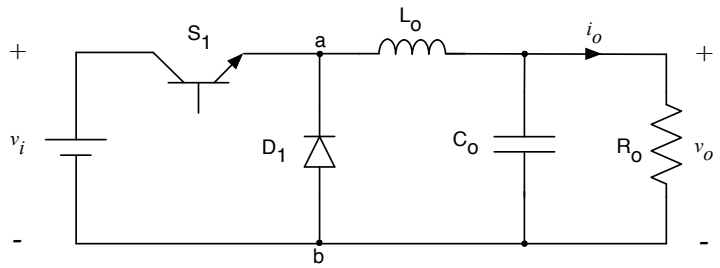


Figura 28 – Circuito para exercício proposto 08.

EP 09) Repita o exercício proposto 08 considerando condução descontínua, ou seja, determine os

elementos do filtro de saída para que isso aconteça.

EP 10) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução descontínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

EP 11) Refaça o exercício resolvido 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 12) Refaça o exercício resolvido 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 13) Refaça o exercício proposto 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 14) Refaça o exercício proposto 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 15) Refaça o exercício proposto 10 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Buck.

Em síntese, objetiva-se:

- Implementar moduladores de largura de pulso (PWM) no Arduino;
- Montar um conversor cc-cc Buck;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

5.2 Modulação Por Largura de Pulsos no Arduino

Inicialmente, grave no Arduino um programa que gere quatro valores distintos de PWM conforme a Tabela 3. Observe com o osciloscópio se os sinais aparecem corretamente nos terminais de saída PWM do Arduino.

5.3 Conversor CC-CC Buck

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 29 a seguir.

A tensão de entrada (V_{in}) será de 15 V. O diodo será o 1N4936 e o indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será de 680 μF.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

O PWM do Arduino está configurado para operar em 500 Hz.

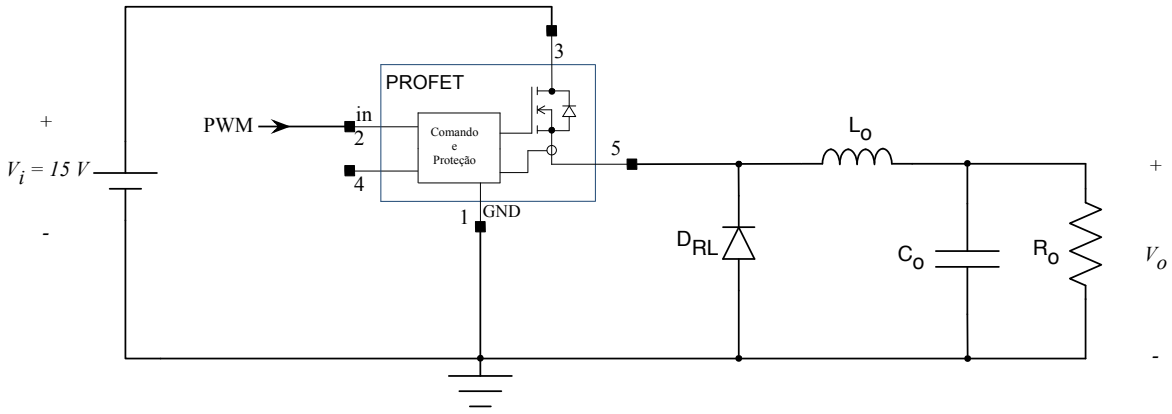


Figura 29 – Circuito do conversor cc-cc Buck.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 50%.

A seguir altere a razão cíclica no Arduino conforme solicitado na Tabela 3, medindo a tensão de saída e anotando os valores, para posteriormente comparar com os cálculos realizados.

Tabela 3 – Tensão média de saída no conversor cc-cc Buck.

Razão cíclica	Tensão de saída		Erro
	Calculado	Medido	
0%			
25%			
50%			
75%			
100%			

A tensão de saída do conversor Buck é calculada por:

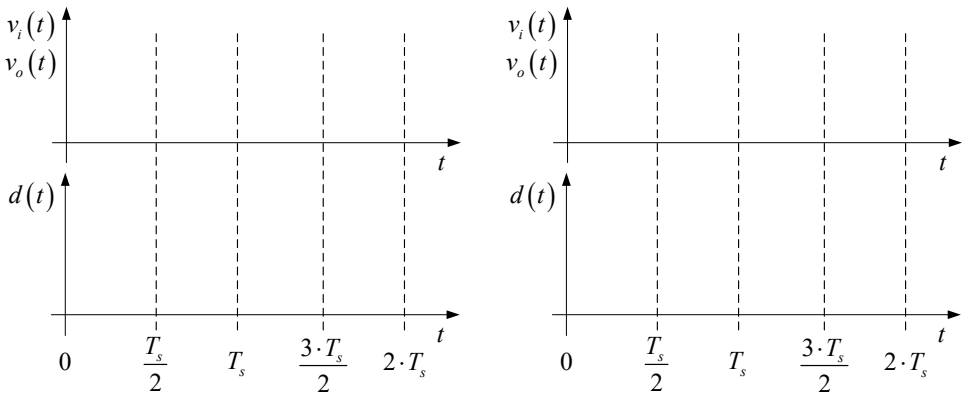
- $V_o = D \cdot V_i \rightarrow$ condução contínua;
- $V_o = \dfrac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \dfrac{8 \cdot L_o \cdot F_s}{R_o \cdot D^2}}} \rightarrow$ condução descontínua.

Em todas as medições realizadas, calcule o erro (desvio percentual) entre o valor calculado (teórico) e o valor medido (experimental), utilizando a expressão:

$$\varepsilon = \left| \frac{\text{Valor teórico - Valor experimental}}{\text{Valor teórico}} \right| \cdot 100\%$$

5.4 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 30.
2) Compare os valores medidos com os valores calculados no ensaio realizado e explique a razão das discrepâncias (erros de grande amplitude), caso tenham ocorrido.



D = 30% D = 50%

Figura 30 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck.

6 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] TEXAS, I. Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies. SLVA057, March, 1999. Texas Instruments. Disponível em: http://www.ti.com.

[10] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

13

Capítulo

Conversores CC-CC: Conversor Boost

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento do conversor Boost.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc do tipo Boost;
- Analisar conversores cc-cc do tipo Boost;
- Simular conversores cc-cc do tipo Boost;
- Implementar conversores cc-cc do tipo Boost.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento do conversor Buck.

Continuidade

O curso continuará com o estudo do conversor cc-cc Buck-Boost.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foi estudado o princípio de funcionamento do conversor Buck, incluindo suas principais formas de onda, análise e operação em condução contínua e descontínua. Neste trabalho pretende-se continuar o estudo dos conversores básicos, agora abordando-se o conversor Boost, o que será seguido pelo conversor Buck-Boost.

O conversor Boost é um conversor elevador de tensão, com princípio de funcionamento semelhante ao que foi visto no capítulo anterior para o conversor Buck, com a diferença que agora os componentes serão reposicionados visando obter uma operação diferente daquela do converso abaixador de tensão.

As aplicações para o conversor Boost são diversas e diferem dos usos dos reguladores lineares, visto que aqueles apenas diminuem a tensão, enquanto o conversor em estudo pode apresentar na saída uma tensão igual ou superior a da entrada.

Na Figura 1 mostra-se um conversor Boost comercial, para aplicações de baixa potência. Pode-se notar a presença de capacitores eletrolíticos na entrada e na saída do conversor, o indutor e um circuito integrado (LM 2575) que implementa o MOSFET e o circuito de comando e controle. Além disso tem-se resistores que formam um divisor resistivo, que juntamente com um resistor ajustável (*trimpot*), permitem o ajuste da tensão de saída. Por fim, observa-se na parte superior da placa, o diodo semicondutor.

Assim, neste capítulo será apresentado o conversor cc-cc Boost, descrição das etapas de funcionamento, suas principais formas de onda, análise de seu funcionamento e detalhes de projeto. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

Figura 1 – Exemplo de conversor cc-cc Boost comercial.
Fonte: www.imall.iteadstudio.com. Acesso em: 08/09/2014.

2 Princípio de Funcionamento do Conversor Boost

2.1 Conversor CC-CC Boost

O circuito do conversor cc-cc Boost é mostrado na Figura 2. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um indutor de entrada (L_i) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i), que em conjunto com o indutor de entrada, atribuem a este conversor característica de fonte de corrente na entrada; sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar poder-se-ia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão antes do filtro de saída é representada por v_{ab}.

Os conversores cc-cc possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM – *continuous conduction mode*). Se a corrente atinge o valor zero a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM - *descontinuous conduction mode*).

A seguir será estudado o funcionamento do conversor Boost nos dois modos de operação.

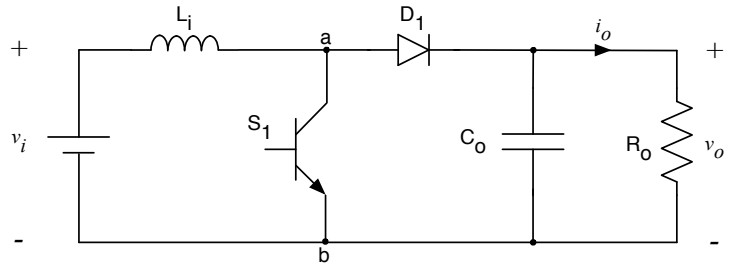


Figura 2 – Circuito do conversor cc-cc Boost.

2.2 Conversor CC-CC Boost – Modo de Condução Contínua

O conversor Boost operando no modo de condução contínua apresenta duas etapas de operação, mostradas nas Figura 3 e Figura 4. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será nula. A corrente no indutor L_i irá crescer linearmente. A carga será alimentada pelo capacitor C_o;

2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da saída.

A corrente circula pela fonte, por L_i e pelo diodo D_1. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_i.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Boost no modo de condução contínua são mostradas na Figura 5. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Li}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 6. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

É importante destacar nas Figura 5 e Figura 6 que a corrente no indutor é contínua com ondulação dada por Δi_{Li} . Do mesmo modo, a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co} . Além disso, vale destacar que tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no diodo, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no diodo.

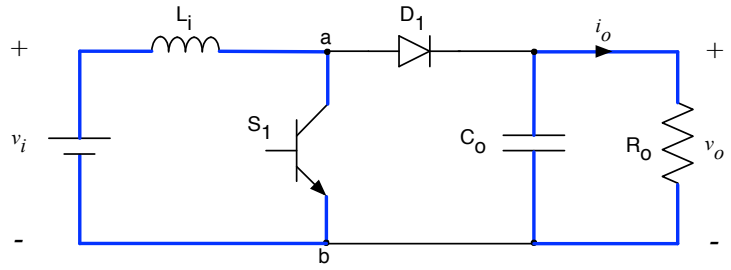


Figura 3 – Primeira etapa de operação do conversor Boost (CCM).

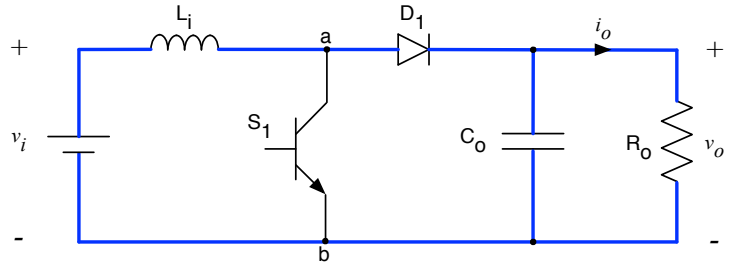


Figura 4 – Segunda etapa de operação do conversor Boost (CCM).

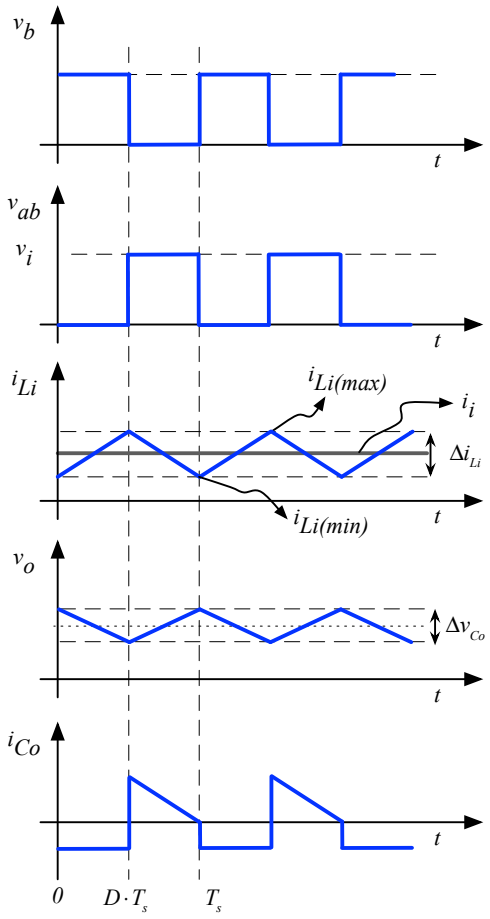


Figura 5 – Formas de onda do conversor cc-cc Boost em condução contínua.

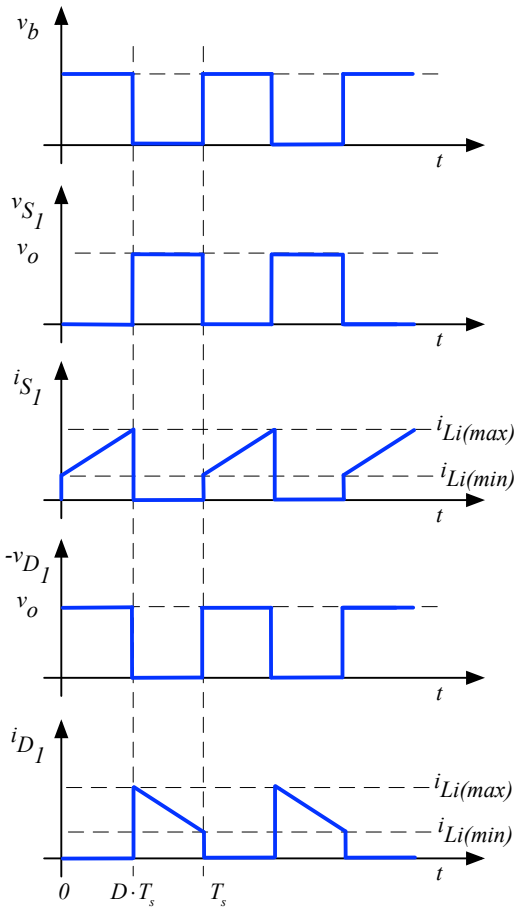


Figura 6 – Formas de onda do conversor cc-cc Boost em condução contínua

2.2.1 Análise do Conversor CC-CC Boost no Modo de Condução Contínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores.

2.2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s ;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s .$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} .$$

A tensão média entre os pontos "a" e "b" será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 7.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} v_o \cdot dt = \frac{V_o}{T_s} \cdot \left(T_s - D \cdot T_s\right)$$

$$V_{ab} = \left(1 - D\right) \cdot V_o .$$

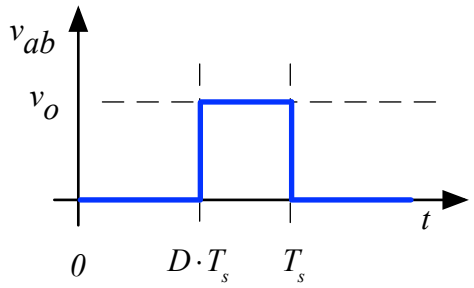


Figura 7 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

Para determinar a tensão média na saída precisa-se obter a tensão média no indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 8.

Assim, tem-se:

$$V_{Li} = \frac{1}{T_s}\left[\left(V_i \cdot D \cdot T_s\right) + \left(\left(V_i - V_o\right) \cdot \left(T_s - D \cdot T_s\right)\right)\right] = 0 ;$$

$$V_{Li} = \left[V_i + V_o \cdot D - V_o\right] = 0 ;$$

$$V_i = \left(1 - D\right) \cdot V_o .$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_{ab} = \frac{V_i}{1-D}.$$

Considerando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)}.$$

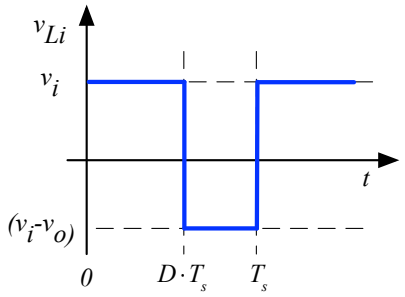


Figura 8 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

2.2.1.2 Ganho Estático do Conversor Boost em Condução Contínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Boost em condução contínua se tem:

$$V_o = \frac{V_i}{1-D}.$$

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o}.$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 9. Nota-se pela Figura 9 que o comportamento do ganho estático do conversor não é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios.

É importante destacar, observando-se a Figura 9 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de elevador de tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será maior do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D). Além disso, quando a razão cíclica se aproximada da unidade (100%), a saída tenderá a valores muito altos.

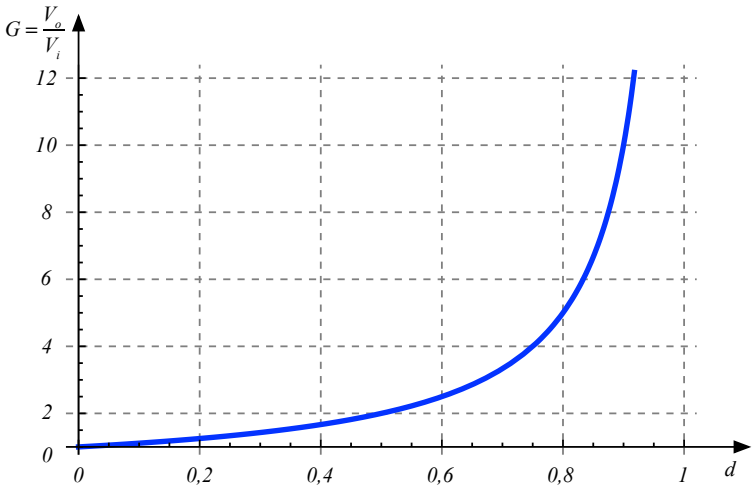


Figura 9 – Ganho estático do conversor cc-cc Boost.

2.2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de entrada, visto que o mesmo está em série com a fonte de alimentação. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_{Lo(med)} = I_{o(med)} = I_i.$$

Por sua vez, a corrente de entrada em função da corrente de saída pode ser determinada por:

$$P_i = P_o;$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} \cdot I_o;$$

$$V_i = (1-D) \cdot V_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{(1-D) \cdot V_o} \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{I_o}{(1-D)}.$$

Além disso, pode obter também:

$$I_i = \frac{V_i}{R_o} \cdot \frac{1}{\left(1-D\right)^2} \ .$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{Li}\left(t\right) = L_i \cdot \frac{d_{iLi}\left(t\right)}{dt} .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{Li} = L_i \cdot \frac{\Delta I_{Li}}{\Delta t} .$$

Assim:

$$V_{Li} = L_i \cdot \frac{\Delta I_{Li}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{Li} = \frac{V_{Li}}{L_i} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{Li} = \frac{V_{Li}}{L_i} \cdot \Delta t = \frac{V_i}{L_i} \cdot T_{on} = \frac{V_i}{L_i} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{Li} = \frac{V_i}{L_i \cdot F_s} \cdot D .$$

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{Li} = \frac{V_o}{L_i \cdot F_s} \cdot \left(1-D\right) \cdot D .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_i = \frac{V_o}{\Delta I_{Li} \cdot F_s} \cdot \left(1-D\right) \cdot D .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 10. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_o, L_i e F_s. Assim, pela Figura 10 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D = 0,5, como sendo:

$$\Delta I_{Li(\max)} = \frac{V_o}{4 \cdot L_i \cdot F_s} \ .$$

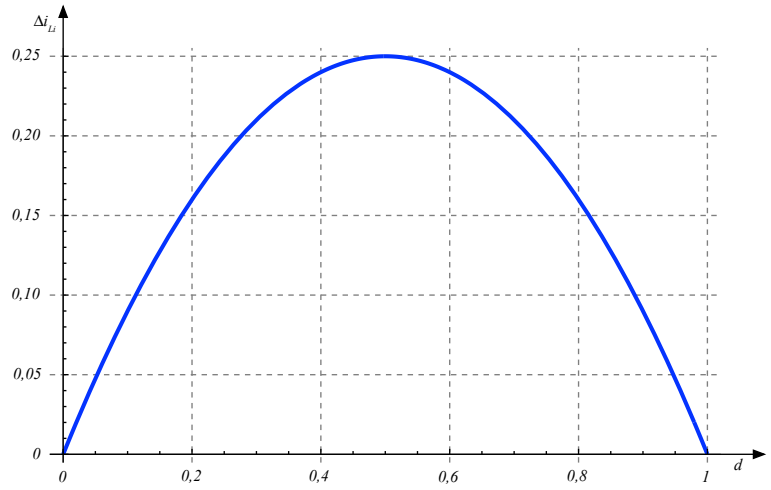


Figura 10 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{Li(\max)} = I_{Li} + \frac{\Delta I_{Li}}{2} \ .$$

A corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de entrada e da corrente eficaz devido a ondulação de corrente neste elemento:

$$I_{Li(ef)} = \sqrt{I_{\Delta Li(ef)}^2 + I_i^2} \ ;$$

$$I_{Li(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Li}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_i\right)^2} \ .$$

Já a corrente eficaz no capacitor de saída deve ser determinada considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) irá circular pelo filtro, visto que a corrente na saída é contínua:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-D\right) \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)}{3}}\right)^2 - I_o^2} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = I_{Li(\max)} - I_o \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 5.

2.2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \, .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \, .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \, ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \, ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \, .$$

2.2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de saída:

$$V_{S_1} = V_{o(pk)} = V_o \, .$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{Li(\max)} \, .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot I_i \, .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)} \, .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} = V_o \, .$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{Li(\max)} \, .$$

$$I_{D_1(med)} = \left(1 - D\right) \cdot I_i \, .$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{(1-D) \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)}{3}}.$$

2.2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado na Figura 5 e na Figura 11. Toma-se a componente fundamental da corrente no diodo (i_{Fo}), multiplicando-se a mesma pela reatância capacitiva do capacitor. Desta operação resulta que:

$$\Delta V_{Co} = \frac{I_o}{C_o \cdot F_s} \cdot \frac{V_o - V_i}{V_o}.$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s} \cdot \frac{V_o - V_i}{V_o}.$$

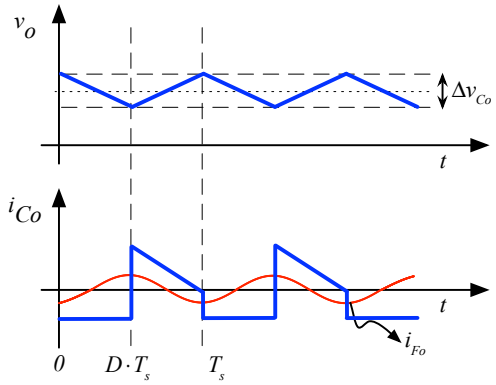


Figura 11 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

2.3 Conversor CC-CC Boost – Modo de Condução Descontínua

O conversor Boost operando no modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 12, Figura 13 e Figura 14. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será nula. A corrente circula por L_i e pela saída. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a magnetização do indutor L_i. A saída é alimentada pelo capacitor;

2ª Etapa (DT_s, $T_{i=0}$) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da saída. A corrente circula por L_i e pelo diodo D_1. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_i;

3ª Etapa ($T_{i=0}$, T_s) – A corrente no indutor se anula e assim a chave e o diodo estão bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa dura até o novo acionamento da chave em T_s.

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Boost no modo de condução descontínua são mostradas na Figura 15. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Li}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 16. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

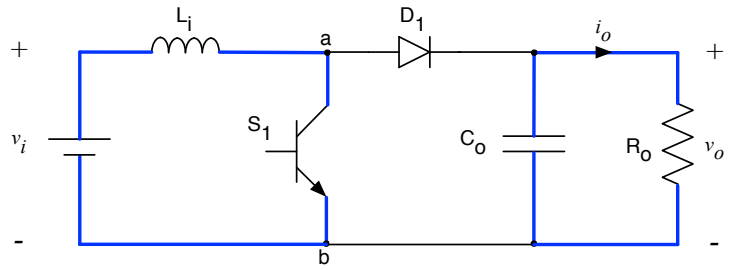


Figura 12 – Primeira etapa de operação do conversor Boost (DCM).

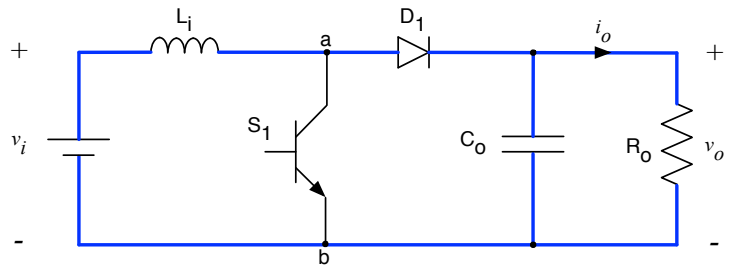


Figura 13 – Segunda etapa de operação do conversor Boost (DCM).

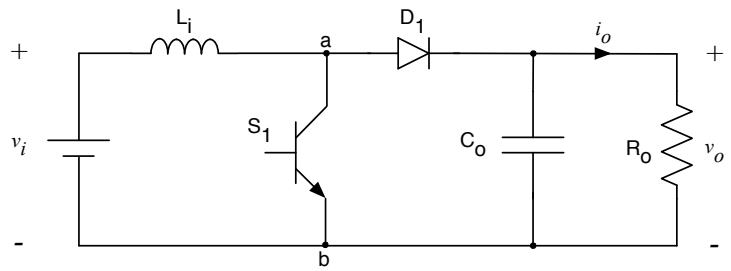


Figura 14 – Terceira etapa de operação do conversor Boost (DCM).

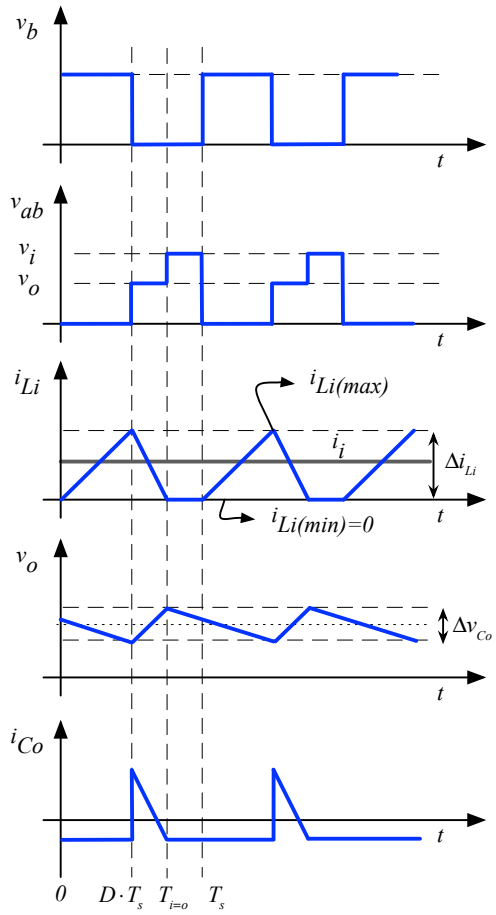


Figura 15 – Formas de onda do conversor cc-cc Boost em condução descontínua.

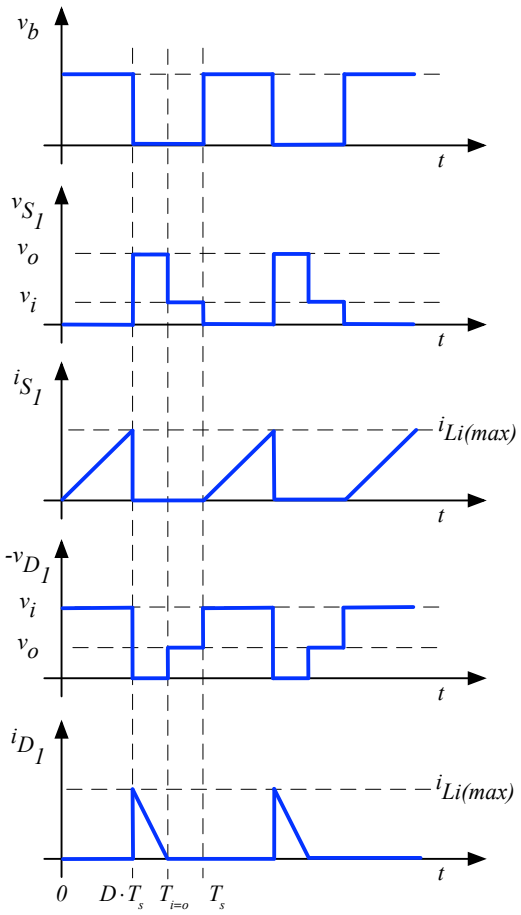


Figura 16 – Formas de onda do conversor cc-cc Boost em condução descontínua

É importante destacar nas Figura 15 e Figura 16 que a corrente no indutor é descontínua com ondulação dada por Δi_{Li}. Já a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co}. Além disso, vale destacar que tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no diodo, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no diodo D_1.

2.3.1 Análise do Conversor CC-CC Boost no Modo de Condução Descontínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, considerando seu modo de operação em condução descontínua.

2.3.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos "a" e "b" será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 17.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D \cdot T_s}^{T_{i=0}} v_o \cdot dt.$$

Para se obter a tensão média será necessário determinar o instante em que a corrente no indutor se anula ($T_{i=0}$). Este instante depende da corrente da carga, ou seja, será dependente da tensão de saída. Este valor pode ser obtido considerando-se que a tensão média sobre o indutor deve ser nula, conforme mostrado na Figura 18.

$$T_{i=0} = \frac{V_o}{V_o - V_i} \cdot D \cdot T_s.$$

No entanto, pelo resultado obtido nota-se que esta expressão para o instante $T_{i=0}$ não é útil por hora, visto que ela depende da tensão de saída, a qual justamente deseja-se determinar. Deste modo deve-se buscar outra alternativa. Esta consiste em considerar que o valor médio da corrente no indutor (Figura 15) é igual a corrente média de entrada (I_i).

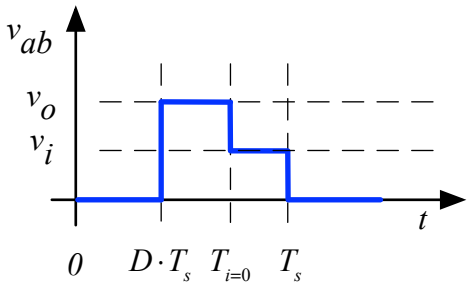


Figura 17 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

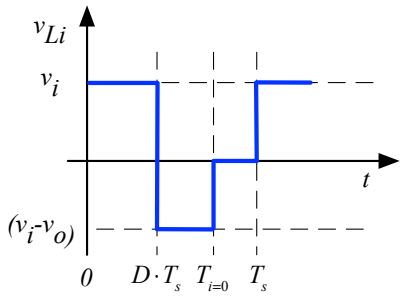


Figura 18 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Procedendo-se assim, tem-se:

$$I_{Li(\max)} = \frac{V_i}{L_i} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$I_{Li} = I_i \ ;$$

$$i_{Li}(t) = \begin{cases} \dfrac{I_{Li(\max)}}{D \cdot T_s} \cdot t ; \rightarrow 0 \le t \le D \cdot T_s \\ \dfrac{I_{Li(\max)}}{D \cdot T_s - T_{i=0}} \cdot t - \dfrac{I_{Li(\max)}}{D \cdot T_s - T_{i=0}} \cdot T_{i=0} ; \rightarrow D \cdot T_s \le t \le T_{i=0} \\ 0 ; \rightarrow T_{i=o} \le t \le T_s \end{cases} ;$$

$$I_{Li(med)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{Li(t)} \cdot dt = I_i \ .$$

Resolvendo a expressão acima se obtem:

$$T_{i=0} = 2 \cdot \frac{I_i}{I_{Li(\max)}} \cdot T_s \ .$$

Assim, usando a expressão obtida para $T_{i=0}$ e para $\Delta I_{Li(\max)}$ se obtem:

$$V_o = V_{ab} = V_i\left(1+\frac{V_i \cdot D^2}{2 \cdot F_s \cdot L_i \cdot I_o}\right).$$

Cosiderando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)}.$$

2.3.1.2 Ganho Estático do Conversor Boost em Condução Descontínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Boost em condução descontínua se tem:

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot F_s \cdot L_i \cdot I_o \cdot \left(1-\frac{V_o}{Vi}\right)}{V_i}}.$$

É importante destacar que o ganho estático depende da carga (I_o) e do indutor de entrada (L_i). Em outras palavras, sempre que a carga do conversor for alterada, tem-se um comportamento distinto em termos de ganho estático.

2.3.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de entrada, visto que o mesmo está conectado em série com a fonte. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o mesmo é magnetizado e desmagnetizado, não totalmente, mas apenas para que sua corrente permaneça estabilizada. Se a tensão média no indutor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de corrente, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Li} = I_{Li(med)} = I_{i(med)} = I_i.$$

A corrente máxima no indutor foi determinada anteriormente, sendo:

$$I_{Li(\max)} = \frac{V_i}{L_i} \cdot D \cdot T_s.$$

De todo modo, é interessante fazer:

$$\Delta I_{Li} = I_{Li(\max)} = \frac{V_i}{L_i} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_i}{L_i \cdot F_s} \cdot D \,.$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_i = \frac{V_i}{\Delta I_{Li(\max)} \cdot F_s} \cdot D \;.$$

A corrente eficaz no indutor será:

$$I_{Li(ef)} = I_{Li(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=o}}{3 \cdot T_s}} \;.$$

Considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{I_{D1(ef)}^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(I_{Li(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=0} - D \cdot T_s}{3}} \right)^2 - I_o^2} \;.$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = I_{Li(\max)} - I_o \;.$$

2.3.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \,.$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \,.$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \,;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \,;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \,.$$

2.3.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de saída:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} = V_o \,.$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{Li(\max)} .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot \frac{I_{Li(\max)}}{2} .$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{Li(\max)} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} = V_o .$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{Li(\max)} .$$

$$I_{D_1(med)} = \frac{I_{Li(\max)}}{2} \cdot D + I_i .$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{Li(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=0} - D \cdot T_s}{3}} .$$

2.3.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação de tensão no capacitor dependerá da ondulação de corrente máxima no diodo, que por sua vez depende da carga do conversor e da ondulação de corrente no indutor de entrada. Assim, torna-se complexo determinar a ondulação de tensão no capacitor. Sugere-se que seja utilizado o recurso de simulação para se obter a mesma. De todo modo, pode-se fazer uma aproximação que consiste em determinar

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot T_s \cdot I_o}{C_o} ;$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} .$$

Portanto, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s} .$$

3 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc Boost será simulado utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

3.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 19, com as mesmas características do problema apresentado no início deste capítulo. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 12 V (médios). A carga possui uma resistência de 20 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 50%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor. O indutor de filtro é de 500 μH e o capacitor é de 22 μF.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 20 e na Figura 21. Na Figura 20 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 21 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, entre os pontos "a" e "b" e de comando (PWM) do interruptor, além da corrente no indutor e da saída. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si.

Com relação a potência calculada na saída, pode-se agora aplicar a seguinte expressão:

$$P_o = V_o \cdot I_o .$$

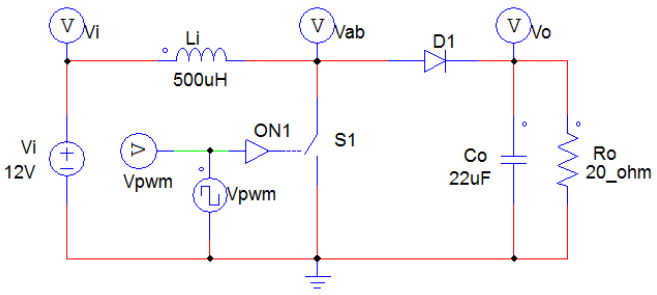


Figura 19 – Circuito simulado no Psim.

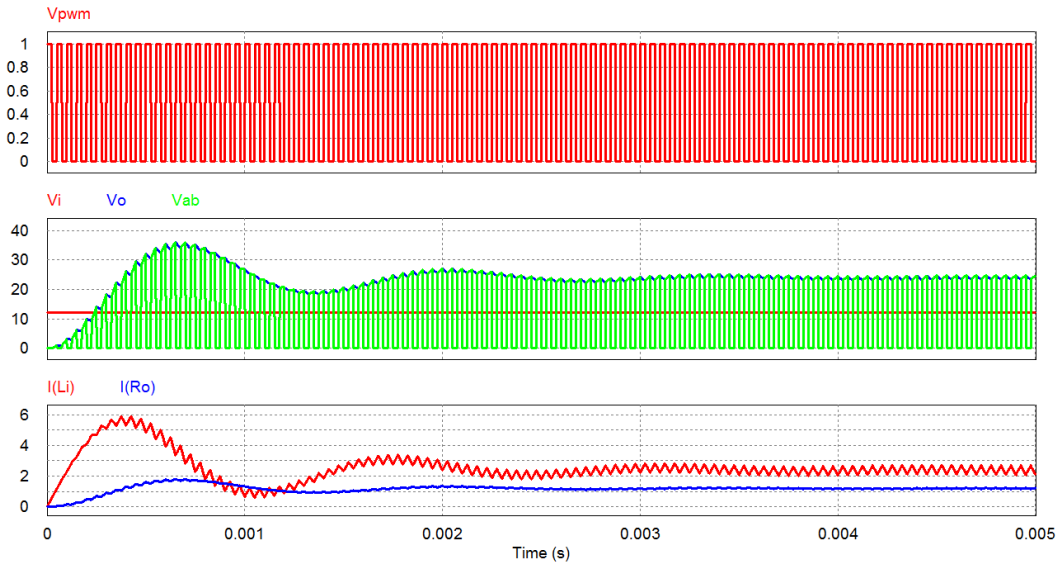


Figura 20 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Boost com componentes ideais.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc Boost com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	24 V	24 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	1,36 V	1,36 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1,2 A	1,20 A
P_o	Potência na saída	28,8 W	28,9 W
P_i	Potência na entrada	28,8 W	28,9 W
η	Rendimento	100%	100%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	2,40 A	2,40 A
$I_{Li(max)}$	Corrente máxima no indutor	2,70 A	2,72 A
$I_{Li(avg)}$	Corrente média no indutor	2,40 A	2,40 A
$I_{Li(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	2,41 A	2,41 A
ΔI_{Li}	Ondulação de corrente no indutor	0,6 A	0,59 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	1,50 A	1,55 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,21 A	1,21 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	2,70 A	2,72 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	1,20 A	1,21 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	1,70 A	1,70 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	2,70 A	2,72 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1,20 A	1,21 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,70 A	1,70 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	24 V	24,7 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	24 V	24,7 V

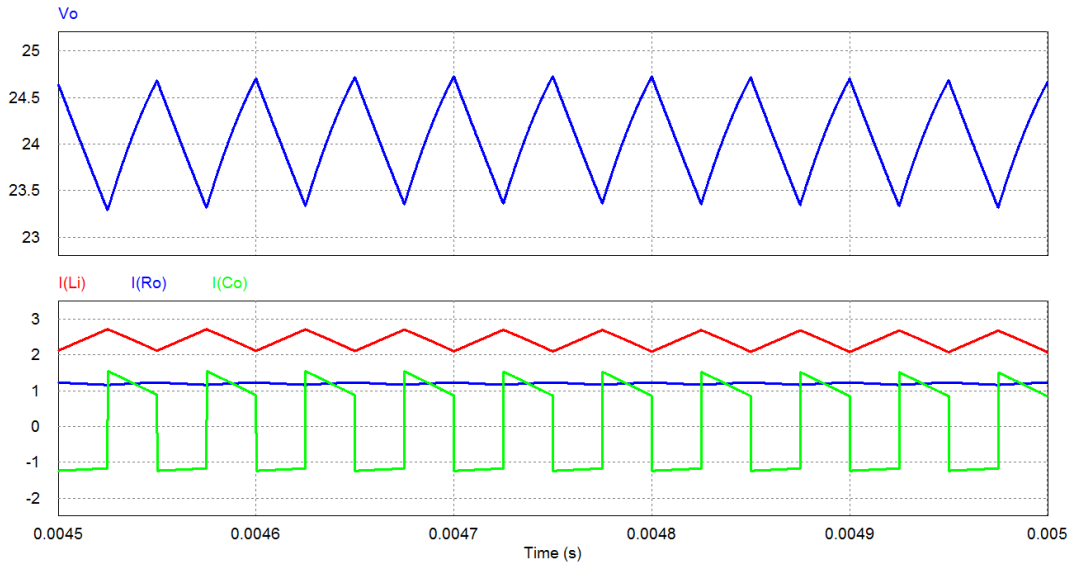


Figura 21 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Boost com componentes ideais.

3.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 22. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o MTD6N15T4G. A fonte é para 12 V (médios). A carga possui uma resistência de 20 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 50%. O indutor de filtro é de 500 µH e o capacitor é de 22 µF.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e corrente de carga são mostradas na Figura 23. Pelo fato de se usar um transistor do tipo MOSFET com baixa resistência entre dreno e fonte, a queda de tensão neste componente é pequena, resultando em um funcionamento mais próximo do ideal. Lembre que na simulação do conversor Buck, no capítulo anterior, utilizou-se um transistor bipolar de junção, provocando uma queda de tensão grande entre seu coletor e emissor, afetando substancialmente o funcionamento do conversor.

As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 24.

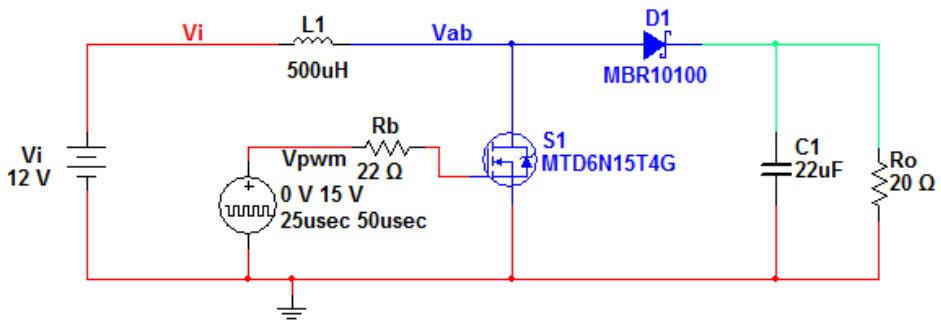


Figura 22 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc Boost com componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	24 V	23,19 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	1,36 V	1,27 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1,2 A	1,13 A
P_o	Potência na saída	28,8 W	26,9 W
P_i	Potência na entrada	28,8 W	27,94 W
η	Rendimento	100%	96,3%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	2,40 A	2,33 A
$I_{Li(max)}$	Corrente máxima no indutor	2,70 A	2,61 A
$I_{Li(avg)}$	Corrente média no indutor	2,40 A	2,33 A
$I_{Li(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	2,41 A	2,34 A
ΔI_{Li}	Ondulação de corrente no indutor	0,6 A	0,58 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	1,50 A	1,46 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,21 A	1,16 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	2,70 A	2,61 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	1,20 A	1,21 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	1,70 A	1,68 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	2,70 A	2,62 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1,20 A	1,11 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,70 A	1,61 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	24 V	24,34 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	24 V	24,35 V

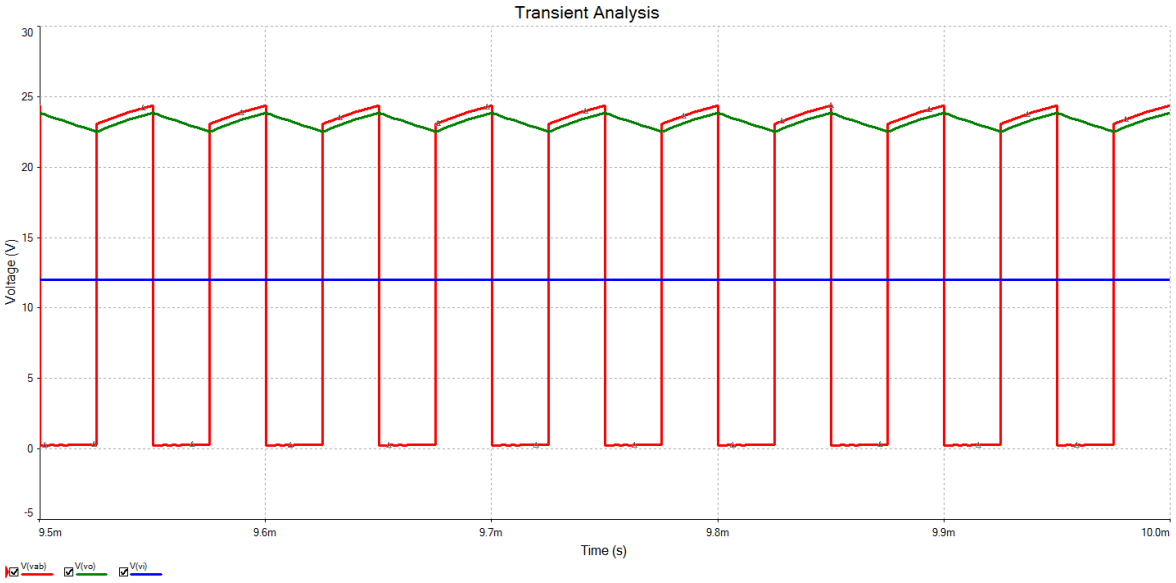


Figura 23 – Formas de onda da tensão de entrada, de saída e nos entre os pontos "a" e "b".

A potência dissipada nos componentes (transistor e diodo) é da ordem de 1,04 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 96,3% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

Além disso, é importante notar nas simulações com componentes ideais e/ou reais, que a

tensão máxima sobre a chave e o diodo é um pouco superior a tensão de saída nominal. Isso ocorre em função da ondulação de tensão na carga, fazendo com que a tensão máxima na carga seja também um pouco superior a escolhida.

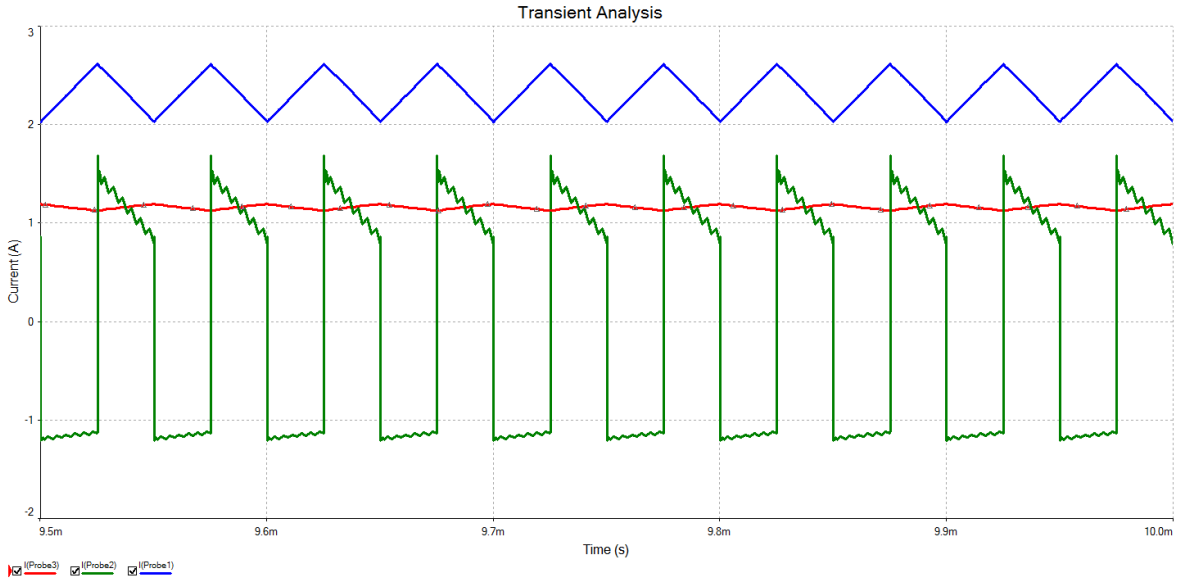


Figura 24 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 60%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução contínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

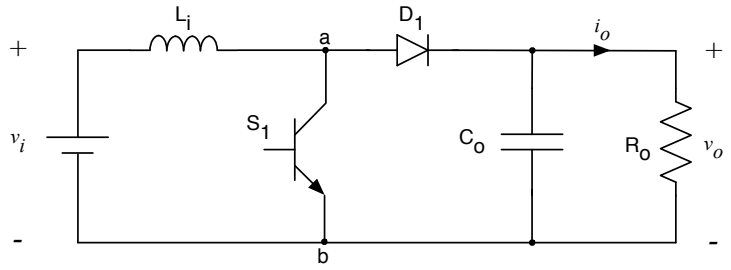


Figura 25 – Circuito para exercício resolvido 01.

A tensão média na carga será:

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} = \frac{12}{1-0,6} = 30V \ .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{30}{5} = 6,0\,A \ .$$

$$I_{Co} = 0\,A \ .$$

$$I_i = \frac{I_o}{1-D} = \frac{6}{1-0,6} = 15,0\,A \ .$$

$$I_{Li} = I_i = 15,0\,A \ .$$

$$I_{S_1} = D \cdot I_i = 0,6 \cdot 15,0 = 9,0\,A \ .$$

$$I_{D1} = \left(1-D\right) \cdot I_i = \left(1-0,6\right) \cdot 15,0 = 6,0\,A \ .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 30 \cdot 6,0 = 180W \ .$$

ER 02) Considere que no circuito da Figura 26 a tensão de entrada seja de 12 V, a tensão de saída deve ser de 120 V com corrente de 1 A. O indutor tem uma indutância de 500 μH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

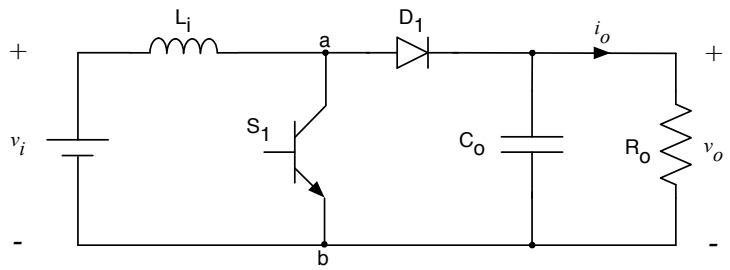


Figura 26 – Circuito para exercício resolvido 02.

A razão cíclica de operação será:

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 1 - \frac{12}{120} = 0{,}9 .$$

A corrente na carga já está determinada e vale 1 A. Deste modo, as correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_i = \frac{I_o}{1-D} = \frac{1}{1-0{,}9} = 10\,A \ .$$

$$I_{Li} = I_i = 10{,}0\,A .$$

$$I_{S_1} = D \cdot I_i = 0{,}9 \cdot 10{,}0 = 9{,}0\,A .$$

$$I_{D1} = \left(1-D\right) \cdot I_i = \left(1-0{,}9\right) \cdot 10{,}0 = 1{,}0\,A .$$

Para determinar as correntes máximas e eficazes, deve-se determinar inicialmente a ondulação de corrente no indutor, que será:

$$\Delta I_{Li} = \frac{V_o}{L_i \cdot F_s} \cdot D \cdot \left(1-D\right) = \frac{120}{500\mu \cdot 50k} \cdot 0{,}9 \cdot \left(1-0{,}9\right) = 0{,}432\,A \ .$$

Assim, a corrente máxima nos elementos do circuito será:

$$I_{Li(\max)} = I_{S_1(\max)} = I_{D_1(\max)} = I_i + \frac{\Delta I_{Li}}{2} = 10{,}0 + \frac{0{,}432}{2} = 10{,}216\,A \ .$$

As correntes eficazes nos elementos do conversor serão:

$$I_{Li(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Li}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_i\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{0{,}432}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(10\right)^2} = 10{,}0\,A \ .$$

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-D\right) \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)}{3}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-0{,}9\right) \cdot \left(12 \cdot 10{,}0^2 + 0{,}432^2\right)}{3}}\right)^2 - 1^2} = 3{,}0\,A \ .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{0{,}9}{3} \cdot \left(12 \cdot 10{,}0^2 + 0{,}432^2\right)} = 9{,}49\,A .$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-D\right) \cdot \left(12 \cdot I_i^2 + \Delta I_{Li}^2\right)}{3}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-0{,}9\right) \cdot \left(12 \cdot 10{,}0^2 + 0{,}432^2\right)}{3}} = 3{,}17\,A .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 120 \cdot 1 = 120W .$$

As tensões máximas sobre os semicondutores serão:

$$V_{S_1(\max)} = V_{D_1(\max)} = V_o = 120V\ .$$

A ondulação de tensão na carga será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{I_o}{C_o \cdot F_s} \cdot \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{1}{10\mu \cdot 50k} \cdot \frac{120-12}{120} = 1{,}8V\ .$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 9 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 75% e a carga tem resistência de 5 Ω, o diodo também é ideal. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- O rendimento do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 27 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 50 Ω, o diodo será o MUR105. O indutor tem indutância de 1 mH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. Considere operação em condução contínua. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- A ondulação de corrente e tensão;
- O rendimento do circuito.

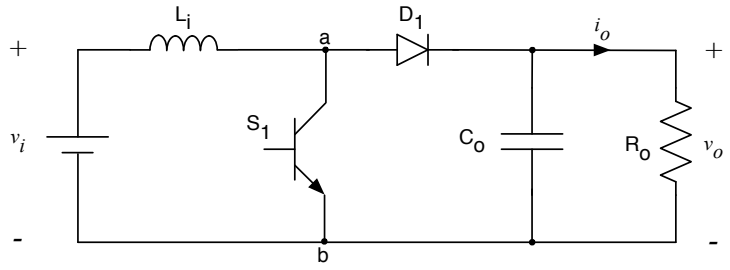


Figura 27 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Considere que no circuito da Figura 28 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 100 V com corrente de 500 mA. A ondulação de corrente desejada é de 10% e a ondulação de tensão deve ser de 1%. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine, considerando condução contínua:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- Os valores do indutor e do capacitor de filtro;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

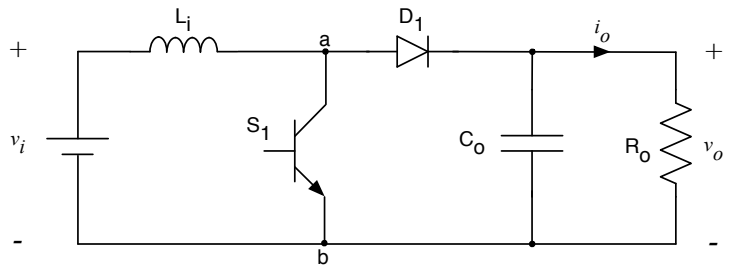


Figura 28 – Circuito para exercício proposto 08.

EP 09) Repita o exercício proposto 08 considerando condução descontínua, ou seja, determine os elementos do filtro de saída para que isso aconteça.

EP 10) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução descontínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

EP 11) Refaça o exercício resolvido 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 12) Refaça o exercício resolvido 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 13) Refaça o exercício proposto 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 14) Refaça o exercício proposto 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 15) Refaça o exercício proposto 10 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Boost.

Em síntese, objetiva-se:

- Implementar moduladores de largura de pulso (PWM) no Arduino;
- Montar um conversor cc-cc Boost;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

5.2 Modulação Por Largura de Pulsos no Arduino

Inicialmente, grave no Arduino um programa que gere três valores distintos de PWM conforme a Tabela 3. Observe com o osciloscópio se os sinais aparecem corretamente nos terminais de saída PWM do Arduino.

Tabela 3 – Lógica para geração da razão cíclica.

Razão cíclica	PWM Medido
0	
30%	
50%	

5.3 Conversor CC-CC Boost

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 29 a seguir.

A tensão de entrada (V_{in}) será de 7 V. O diodo será o 1N4936 e o indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será de 680 μF.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

O PWM do Arduino está configurado para operar em 500 Hz.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 30%.

ATENÇÃO:

O conversor Boost não pode operar com razão cíclica de 100%. Se isso ocorrer, os componentes do circuito podem ser danificados.

Assim, fique atento à tensão de saída, para que esta não assuma valores proibitivos.

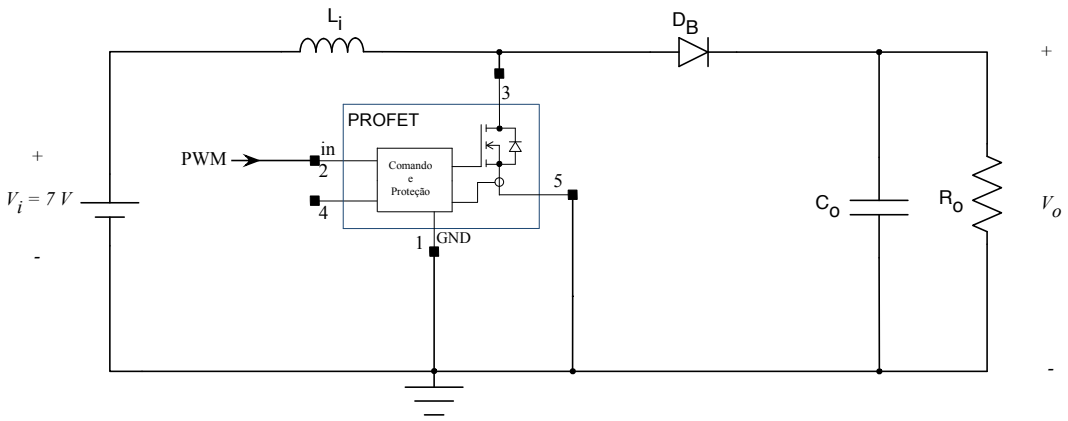


Figura 29 – Circuito do conversor cc-cc Boost.

A seguir altere a razão cíclica no Arduino conforme solicitado na Tabela 4, medindo a tensão de saída e anotando os valores, para posteriormente comparar com os cálculos realizados.

Tabela 4 – Tensão média de saída no conversor cc-cc Boost.

Razão cíclica	Tensão de saída		Erro
	Calculado	Medido	
0			
30%			
50%			

A tensão de saída do conversor Boost é calculada por:

- $V_o = V_i \cdot \frac{1}{1-D} \rightarrow$ condução contínua;

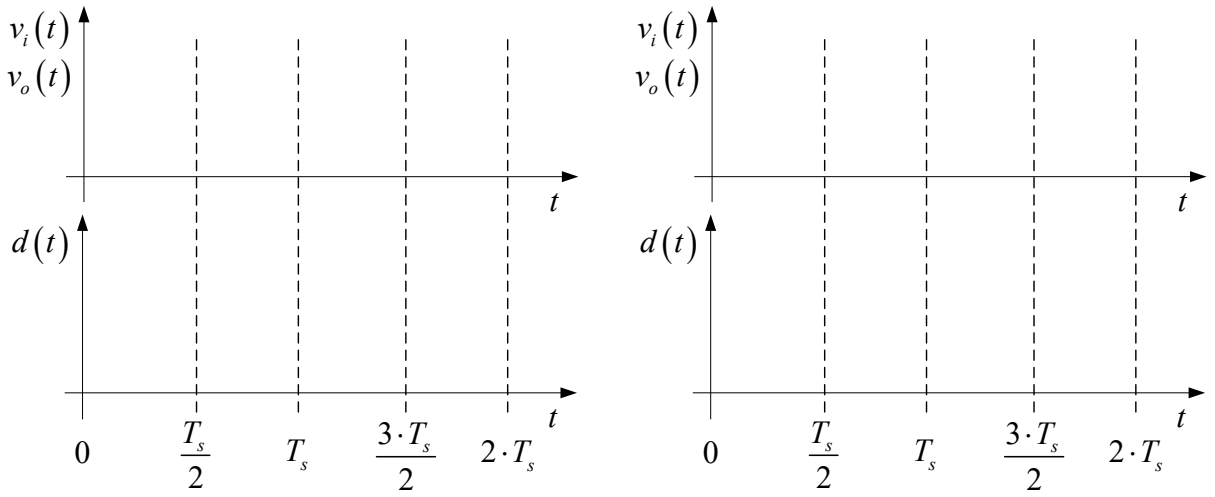
- $V_o = V_i\left(1+\dfrac{V_i \cdot D^2}{2 \cdot F_s \cdot L_i \cdot I_o}\right) \rightarrow$ condução descontínua.

Em todas as medições realizadas, calcule o erro (desvio percentual) entre o valor calculado (teórico) e o valor medido (experimental), utilizando a expressão:

$$\varepsilon = \left|\frac{\text{Valor teórico - Valor experimental}}{\text{Valor teórico}}\right| \cdot 100\%$$

5.4 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 30.
2) Compare os valores medidos com os valores calculados no ensaio realizado e explique a razão das discrepâncias (erros de grande amplitude), caso tenham ocorrido.



D = 30% D = 50%

Figura 30 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Boost.

6 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] TEXAS, I. Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies. SLVA061, March, 1999. Texas Instruments. Disponível em: http://www.ti.com.

[10] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

14

Capítulo

Conversores CC-CC: Conversor Buck-Boost

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento do conversor Buck-Boost.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc do tipo Buck-Boost;
- Analisar conversores cc-cc do tipo Buck-Boost;
- Simular conversores cc-cc do tipo Buck-Boost;
- Implementar conversores cc-cc do tipo Buck-Boost.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento do conversor Boost.

Continuidade

O curso continuará com o projeto de elementos magnéticos.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

No capítulo anterior foi estudado o princípio de funcionamento do conversor Boost, incluindo suas principais formas de onda, análise e operação em condução contínua e descontínua. Neste trabalho pretende-se continuar o estudo dos conversores básicos, agora abordando-se o conversor Buck-Boost, finalizando assim o estudo dos três conversores básicos principais.

O conversor Buck-Boost é um conversor abaixador e elevador de tensão, com princípio de funcionamento semelhante ao que foi visto nos capítulos anteriores para os conversores Buck e Boost, com a diferença que agora os componentes serão reposicionados visando obter uma operação diferente daquela dos conversores apenas abaixadores ou elevadores de tensão.

As aplicações para o conversor Buck-Boost são diversas e diferem dos usos dos reguladores lineares, visto que aqueles apenas diminuem a tensão, enquanto o conversor em estudo pode apresentar na saída uma tensão inferior, igual, superior à da entrada.

Na Figura 1 mostra-se um conversor Buck-Boost comercial, para aplicações de baixa potência. Pode-se notar a presença de capacitores eletrolíticos na entrada e na saída do conversor, o indutor e um circuito integrado (LM 2577) que implementa o MOSFET e o circuito de comando de controle. Além disso tem-se resistores que formam um divisor resistivo, que juntamente com um resistor ajustável (*trimpot*), permitem o ajuste da tensão de saída. Por fim, observa-se na parte superior da placa, o diodo semicondutor.

Assim, neste capítulo será apresentado o conversor cc-cc Buck-Boost, descrição das etapas de funcionamento, suas principais formas de onda, análise de seu funcionamento e detalhes de projeto. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

Figura 1 – Exemplo de conversor cc-cc Buck-Boost comercial.
Fonte: www.miniinthebox.com. Acesso em: 12/09/2014.

2 Princípio de Funcionamento do Conversor Buck-Boost

2.1 Conversor CC-CC Buck-Boost

O circuito do conversor cc-cc Buck-Boost é mostrado na Figura 2. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um indutor (L_1) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar poder-se-ia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão antes do filtro de saída é representada por v_{ab}. É importante destacar que a tensão de entrada tem polaridade invertida (negativa) em relação à entrada, o que é uma característica peculiar deste conversor.

Os conversores cc-cc possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM – *continuous conduction mode*). Se a corrente atinge o valor zero a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM - *descontinuous conduction mode*).

A seguir será estudado o funcionamento do conversor Buck-Boost nos dois modos de operação.

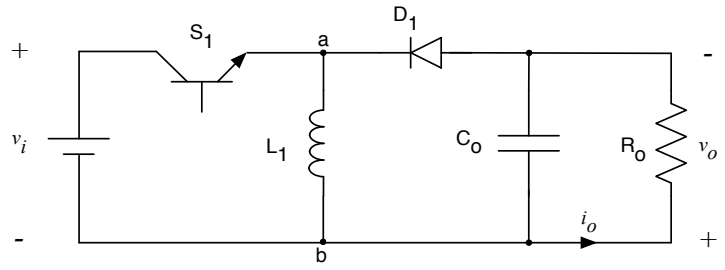


Figura 2 – Circuito do conversor cc-cc Buck-Boost.

2.2 Conversor CC-CC Buck-Boost – Modo de Condução Contínua

O conversor Buck-Boost operando no modo de condução contínua apresenta duas etapas de operação, mostradas nas Figura 3 e Figura 4. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão de entrada. A corrente no indutor L_1 irá crescer linearmente. A carga será alimentada pelo capacitor C_o;

2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1

entra em condução A tensão entre os pontos “a” e “b” será igual a tensão da saída. A corrente circula por L_1, pelo diodo D_1 e pela carga. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_1.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Buck-Boost no modo de condução contínua são mostradas na Figura 5. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos “a” e “b”, v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{L1}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 6. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

É importante destacar nas Figura 5 e Figura 6 que a corrente no indutor é contínua com ondulação dada por Δi_{L1} . Do mesmo modo, a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co} . Além disso, vale destacar que tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no diodo, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no diodo.

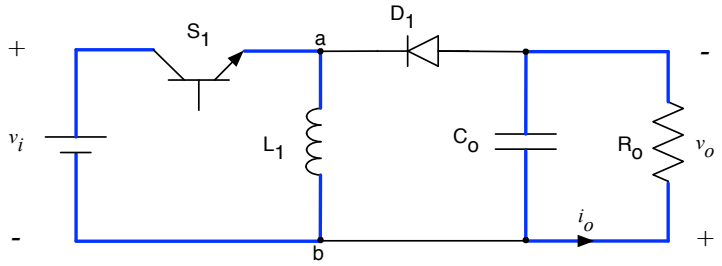


Figura 3 – Primeira etapa de operação do conversor Buck-Boost (CCM).

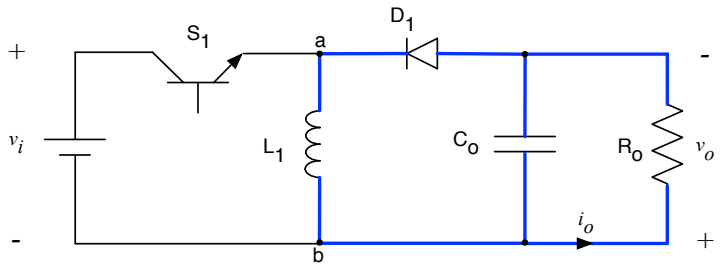


Figura 4 – Segunda etapa de operação do conversor Buck-Boost (CCM).

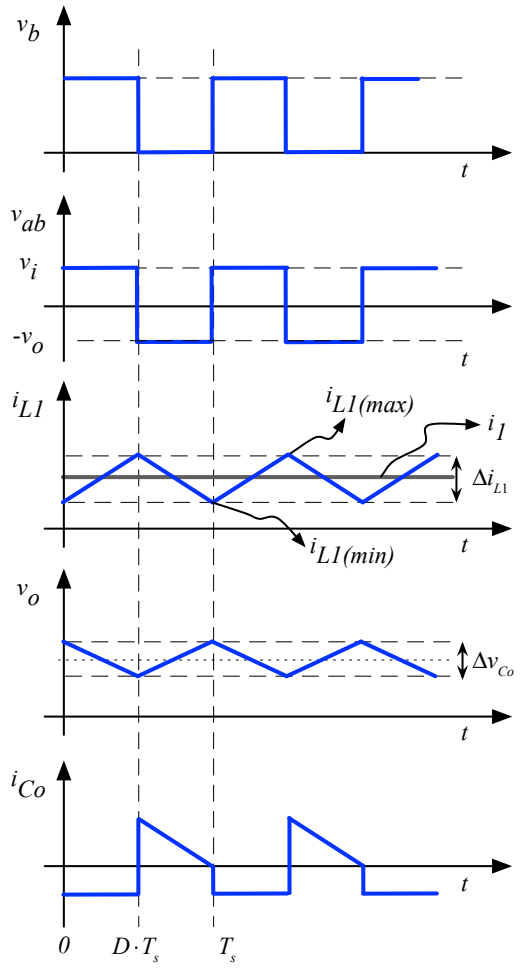


Figura 5 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost em condução contínua.

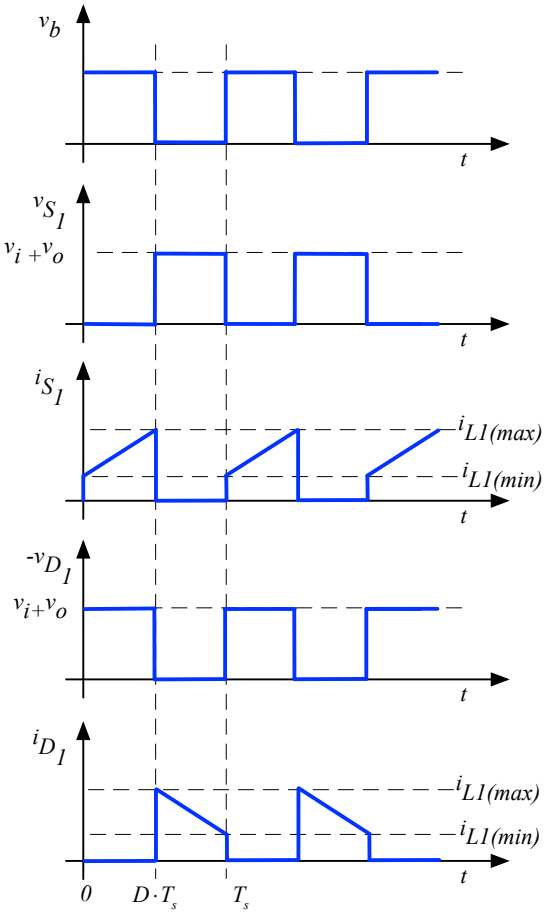


Figura 6 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost em condução contínua

2.2.1 Análise do Conversor CC-CC Buck-Boost no Modo de Condução Contínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores.

2.2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos "a" e "b" será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 7.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D \cdot T_s}^{T_s} -v_o \cdot dt = \frac{V_i}{T_s} \cdot D \cdot T_s - \frac{V_o}{T_s} \cdot \left(T_s - D \cdot T\right)_s$$

$$V_{ab} = V_i \cdot D - V_o \cdot \left(1 - D\right).$$

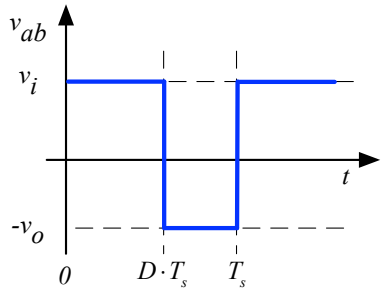


Figura 7 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

Vale notar que a tensão entre os pontos "a" e "b" é igual a tensão sobre o indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 8.

Assim, tem-se:

$$V_{L1} = V_{ab} = V_i \cdot D - V_o \cdot \left(1 - D\right) = 0;$$

$$V_i \cdot D = V_o \cdot \left(1 - D\right);$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_{ab} = V_{Li} = V_i \cdot \frac{D}{1-D}.$$

Considerando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)}.$$

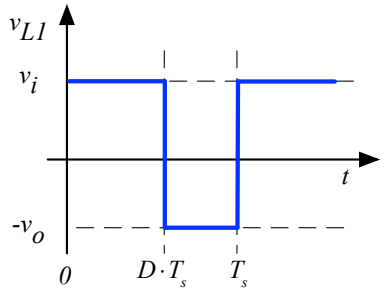


Figura 8 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

2.2.1.2 Ganho Estático do Conversor Buck-Boost em Condução Contínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Buck-Boost em condução contínua se tem:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{1-D}.$$

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o}.$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 9. Nota-se pela Figura 9 que o comportamento do ganho estático do conversor não é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios.

É importante destacar, observando-se a Figura 9 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador e elevador de tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) poderá ser menor, igual ou maior do que a tensão de entrada (V_i), dependendo do valor de razão cíclica (D). Para valores de razão cíclica baixo de 50% se tem o conversor operando como Buck, ou seja, como abaixador de tensão. Em 50% se tem ganho estático unitário, ou seja, a tensão de saída é igual a tensão de entrada. Já para valores de razão cíclica entre 50 e 100% se tem o conversor operando como Boost, isto é, elevador de tensão. Além disso, quando a razão cíclica se aproximada da unidade (100%), a saída tenderá a valores muito altos.

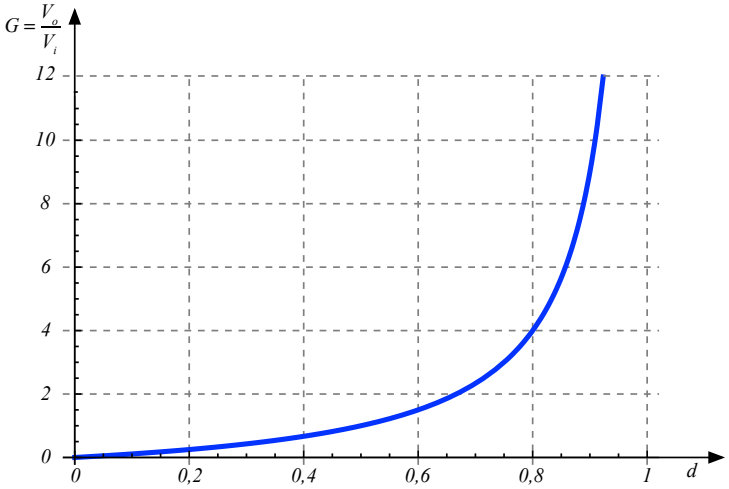


Figura 9 – Ganho estático do conversor cc-cc Buck-Boost.

2.2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente na chave será idêntico a corrente de entrada, visto que a mesma está em série com a fonte de alimentação. Deste modo:

$$I_{S1} = I_{S1(med)} = I_i.$$

Por sua vez, a corrente de entrada em função da corrente de saída pode ser determinada por:

$$P_i = P_o;$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} \cdot I_o;$$

$$V_i = \frac{(1-D)}{D} \cdot V_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{\frac{(1-D)}{D} \cdot V_o} \cdot I_o;$$

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)}.$$

A corrente média no diodo (D_1) será igual a corrente na carga.

$$I_{D1} = I_{D1(med)} = I_o .$$

Assim, a corrente no indutor pode ser obtida como a diferença entre as correntes na chave e no diodo, como segue.

$$i_{L1}(t) = i_{S1}(t) + i_{D1}(t) \ ;$$

$$I_{L1} = I_{S1} + I_{D1};$$

$$I_{L1} = I_i + I_o = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)} + I_o = I_o \cdot \frac{1}{1-D}.$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{d_{iL1}(t)}{dt} \ .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \ .$$

Assim:

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{L1} = \frac{V_{L1}}{L_1} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{L1}}{L_1} \cdot \Delta t = \frac{V_i}{L_1} \cdot T_{on} = \frac{V_i}{L_1} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1 \cdot F_s} \cdot D \ .$$

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_o}{L_1 \cdot F_s} \cdot (1-D) \ .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_1 = \frac{V_o}{\Delta I_{L1} \cdot F_s} \cdot \left(1 - D\right) .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 10. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_o, L_i e F_s. Assim, pela Figura 10 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D = 0, como sendo:

$$\Delta I_{L1(\max)} = \frac{V_o}{L_1 \cdot F_s} .$$

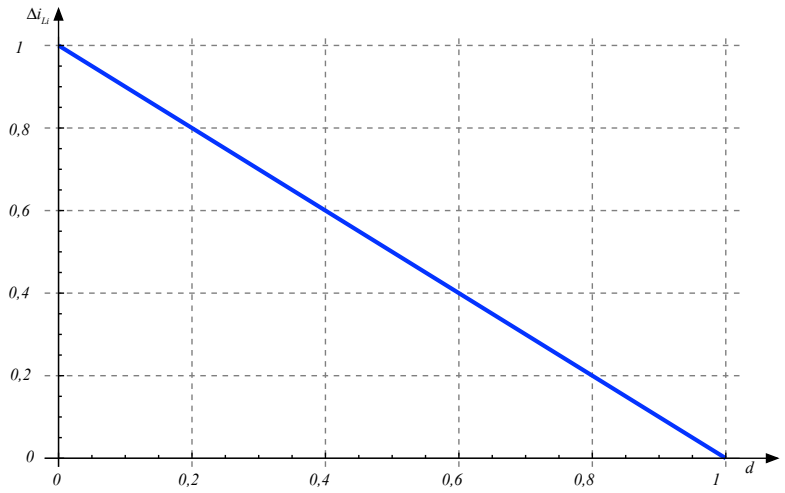


Figura 10 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{L1(\max)} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} .$$

A corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de entrada e da saída, além da corrente eficaz devido a ondulação de corrente neste elemento:

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{I_{\Delta L1(ef)}^2 + I_i^2 + I_o^2} \ ;$$

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L1}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_{L1}\right)^2} .$$

Já a corrente eficaz no capacitor de saída deve ser determinada considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) irá circular pelo filtro, visto que a corrente na saída é contínua:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1-D\right)\cdot\left(12\cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)}{3}} \right)^2 - I_o^2} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = I_{L1(\max)} - I_o \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 5.

2.2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \, .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \, .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \, ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \, ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \, .$$

2.2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada somado com o pico da tensão de saída:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = V_i + V_o \, .$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{L1(\max)} \, .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot I_{L1} \, .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)} \, .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada somado com o pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = V_i + V_o \,.$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{L1(\max)} \,.$$

$$I_{D_1(med)} = \left(1 - D\right) \cdot I_{L1} \,.$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - D\right) \cdot \left(12 \cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)}{3}} \,.$$

2.2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado nas Figura 5 e na Figura 11. Toma-se a componente fundamental da corrente no diodo (i_{Fo}), multiplicando-se a mesma pela reatância capacitiva do capacitor. Desta operação resulta que:

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} \,.$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s} \,.$$

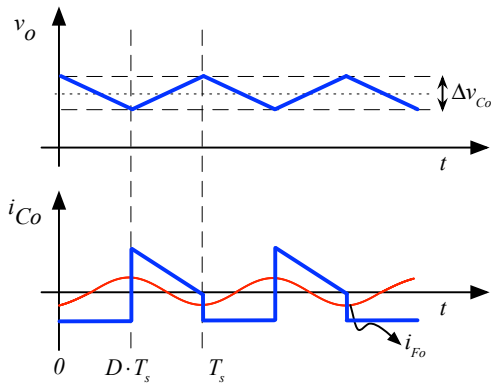


Figura 11 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

2.3 Conversor CC-CC Buck-Boost – Modo de Condução Descontínua

O conversor Buck-Boost operando no modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 12, Figura 13 e Figura 14. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão de entrada (v_i). A corrente no indutor L_1 irá crescer linearmente. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a magnetização do indutor L_1. A saída é alimentada pelo capacitor;

2ª Etapa (DT_s, $T_{i=0}$) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da saída. A corrente circula por L_1, pelo diodo D_1 e pela carga. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_1;

3ª Etapa ($T_{i=0}$, T_s) – A corrente no indutor se anula e assim a chave o diodo estão bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa dura até o novo acionamento da chave em T_s.

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Buck-Boost no modo de condução descontínua são mostradas na Figura 15. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, seguido pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{L1}), a tensão de saída (v_o) e a corrente no capacitor (i_{Co}).

As demais formas de onda do circuito são mostradas na Figura 16. Agora mostram-se os esforços nos semicondutores (S_1 e D_1).

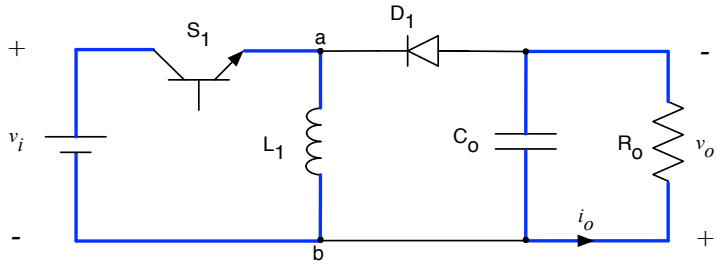


Figura 12 – Primeira etapa de operação do conversor Buck-Boost (DCM).

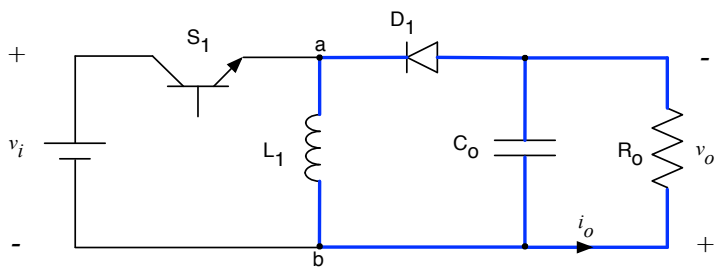


Figura 13 – Segunda etapa de operação do conversor Buck-Boost (DCM).

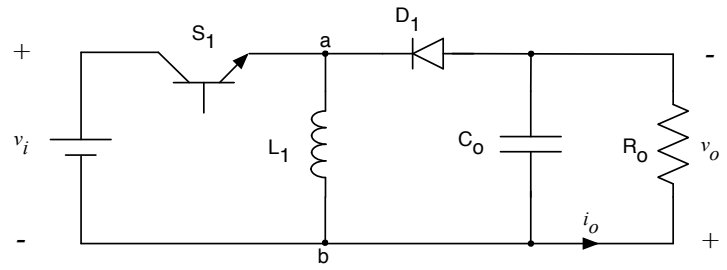


Figura 14 – Terceira etapa de operação do conversor Buck-Boost (DCM).

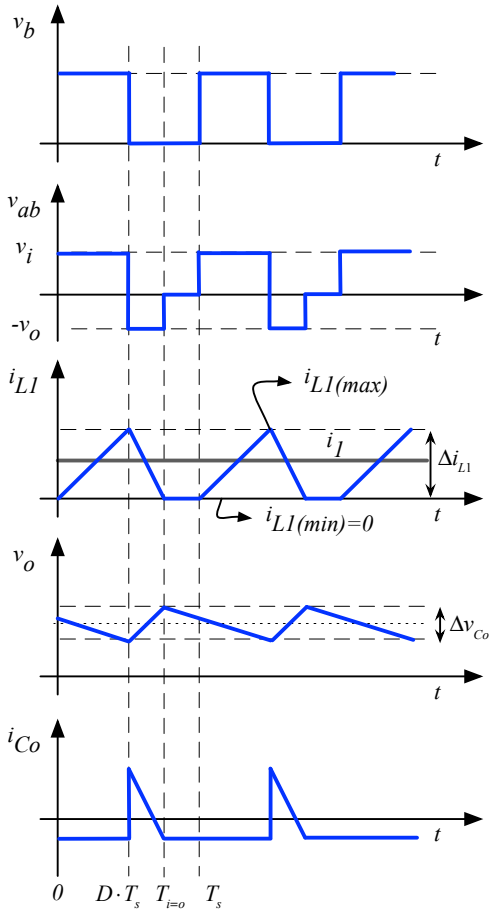


Figura 15 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost em condução descontínua.

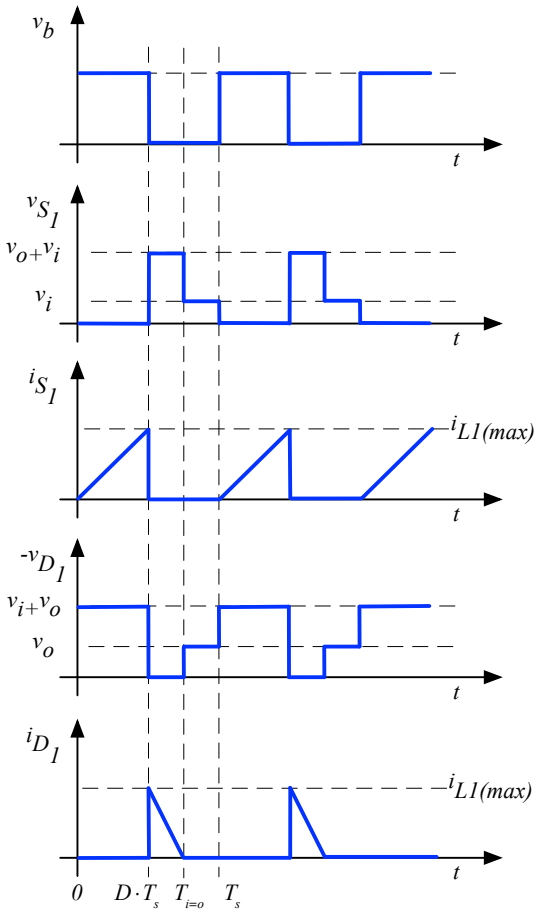


Figura 16 – Formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost em condução descontínua.

É importante destacar nas Figura 15 e Figura 16 que a corrente no indutor é descontínua com ondulação dada por Δi_{L1}. Já a tensão sobre o capacitor de saída é contínua, mas apresenta ondulação (*ripple*) dado por Δv_{Co}. Além disso, vale destacar que tensão no capacitor terá uma defasagem em relação à sua corrente. Esta corresponde a parcela alternada da corrente no diodo, ou seja, pelo capacitor circula o conteúdo de alta frequência da corrente no diodo D_1.

2.3.1 Análise do Conversor CC-CC Buck-Boost no Modo de Condução Descontínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, considerando seu modo de operação em condução descontínua.

2.3.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 2 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 17.

$$V_{ab} = V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_{i=0}} \left(-v_o\right) \cdot dt.$$

Para se obter a tensão média será necessário determinar o instante em que a corrente no indutor se anula ($T_{i=0}$). Este instante depende da corrente da carga, ou seja, será dependente da tensão de saída. Este valor pode ser obtido considerando-se que a tensão média sobre o indutor

deve ser nula, conforme mostrado na Figura 18.

$$T_{i=0} = \frac{V_o + V_i}{V_o} \cdot D \cdot T_s .$$

No entanto, pelo resultado obtido nota-se que esta expressão para o instante $T_{i=0}$ não é útil por hora, visto que ela depende da tensão de saída, a qual justamente deseja-se determinar. Deste modo deve-se buscar outra alternativa. Esta consiste em considerar que o valor médio da corrente no indutor (Figura 15) é igual a corrente média de entrada (I_i) somada a corrente média de saída (I_o).

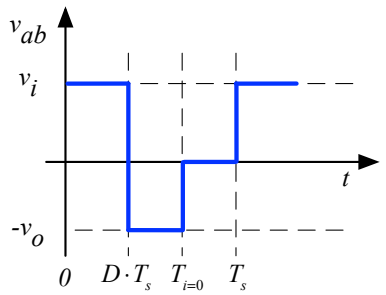


Figura 17 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b".

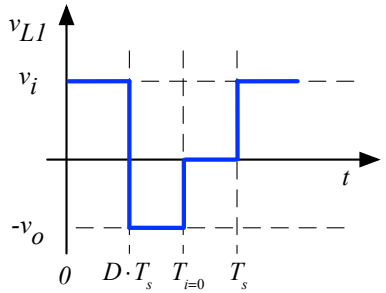


Figura 18 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Procedendo-se assim, tem-se:

$$I_{L1(\max)} = \frac{V_i}{L_1} \cdot D \cdot T_s ;$$

$$I_{L1} = I_i + I_o ;$$

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} \dfrac{I_{L1(\max)}}{D \cdot T_s} \cdot t; \rightarrow 0 \le t \le D \cdot T_s \\ \dfrac{I_{L1(\max)}}{D \cdot T_s - T_{i=0}} \cdot t - \dfrac{I_{L1(\max)}}{D \cdot T_s - T_{i=0}} \cdot T_{i=0}; \rightarrow D \cdot T_s \le t \le T_{i=0} \\ 0; \rightarrow T_{i=o} \le t \le T_s \end{cases};$$

$$I_{L1(med)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{L1(t)} \cdot dt = I_i + I_o \ .$$

Resolvendo a expressão acima se obtem:

$$T_{i=0} = 2 \cdot \frac{(I_i + I_o)}{I_{L1(\max)}} \cdot T_s \ .$$

Assim, usando a expressão obtida para $T_{i=0}$ e para $\Delta I_{L1(\max)}$ se obtem:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_1}} \ .$$

Cosiderando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)} \ .$$

2.3.1.2 Ganho Estático do Conversor Buck-Boost em Condução Descontínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor cc-cc Buck-Boost em condução descontínua se tem:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{\sqrt{\dfrac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_1}}} \ .$$

É importante destacar que o ganho estático depende da carga (I_o) e do indutor de entrada (L_1). Em outras palavras, sempre que a carga do conversor for alterada, tem-se um comportamento distinto em termos de ganho estático.

2.3.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente na chave será idêntico a corrente de entrada, visto que a mesma está em série com a fonte de alimentação. Deste modo:

$$I_{S1} = I_{S1(med)} = I_i.$$

Por sua vez, a corrente de entrada em função da corrente de saída pode ser determinada por:

$$P_i = P_o;$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} \cdot I_o;$$

$$V_i = \frac{\left(1-D\right)}{D} \cdot V_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{\frac{\left(1-D\right)}{D} \cdot V_o} \cdot I_o;$$

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{\left(1-D\right)}.$$

A corrente média no diodo (D_1) será igual a corrente na carga.

$$I_{D1} = I_{D1(med)} = I_o.$$

Assim, a corrente no indutor pode ser obtida como a diferença entre a diferença entre as correntes na chave e no diodo, como segue.

$$i_{L1}\left(t\right) = i_{S1}\left(t\right) + i_{D1}\left(t\right);$$

$$I_{L1} = I_{S1} + I_{D1};$$

$$I_{L1} = I_i + I_o = I_o \cdot \frac{D}{\left(1-D\right)} + I_o = I_o \cdot \frac{1}{1-D}.$$

A corrente máxima no indutor foi determinada anteriormente, sendo:

$$I_{L1(\max)} = \frac{V_i}{L_1} \cdot D \cdot T_s .$$

De todo modo, é interessante fazer:

$$\Delta I_{L1} = I_{L1(\max)} = \frac{V_i}{L_1} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_i}{L_1 \cdot F_s} \cdot D .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_1 = \frac{V_i}{\Delta I_{L1(\max)} \cdot F_s} \cdot D \ .$$

A corrente eficaz no indutor será:

$$I_{L1(ef)} = I_{L1(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=o}}{3 \cdot T_s}} \ .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{I_{D1(ef)}^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(I_{L1(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=0} - D \cdot T_s}{3}} \right)^2 - I_o^2} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = I_{L1(\max)} - I_o \ .$$

2.3.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} .$$

2.3.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada somada ao pico da tensão de saída:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = V_1 + V_o .$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(pk)} = I_{L1(\max)} .$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot \frac{I_{L1(\max)}}{2} .$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{L1(\max)} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} .$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada somada ao pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = V_1 + V_o .$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{L1(\max)} .$$

$$I_{D_1(med)} = \frac{I_{L1(\max)}}{2} \cdot D + I_{L1} .$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{L1(\max)} \cdot \sqrt{\frac{T_{i=0} - D \cdot T_s}{3}} .$$

2.3.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação de tensão no capacitor dependerá da ondulação de corrente máxima no diodo, que por sua vez depende da carga do conversor e da ondulação de corrente no indutor de entrada. Assim, torna-se complexo determinar a ondulação de tensão no capacitor. Sugere-se que seja utilizado o recurso de simulação para se obter a mesma. De todo modo, pode-se fazer uma aproximação que consiste em determinar

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot T_s \cdot I_o}{C_o} ;$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} .$$

Portanto, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s} \ .$$

3 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc Buck-Boost será simulado utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

3.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 19, com as mesmas características do problema apresentado no início deste capítulo. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 12 V (médios). A carga possui uma resistência de 20 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 60%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor. O indutor de filtro é de 500 μH e o capacitor é de 22 μF.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 20 e na Figura 21. Na Figura 20 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 21 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, entre os pontos “a” e “b” e de comando (PWM) do interruptor, além da corrente no indutor e da saída. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si. Note que a tensão de saída tem polaridade invertida em relação à tensão de entrada do conversor.

Com relação a potência calculada na saída, pode-se agora aplicar a seguinte expressão:

$$P_o = V_o \cdot I_o \ .$$

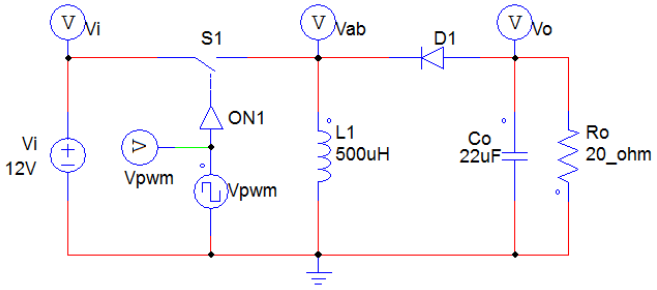


Figura 19 – Circuito simulado no Psim.

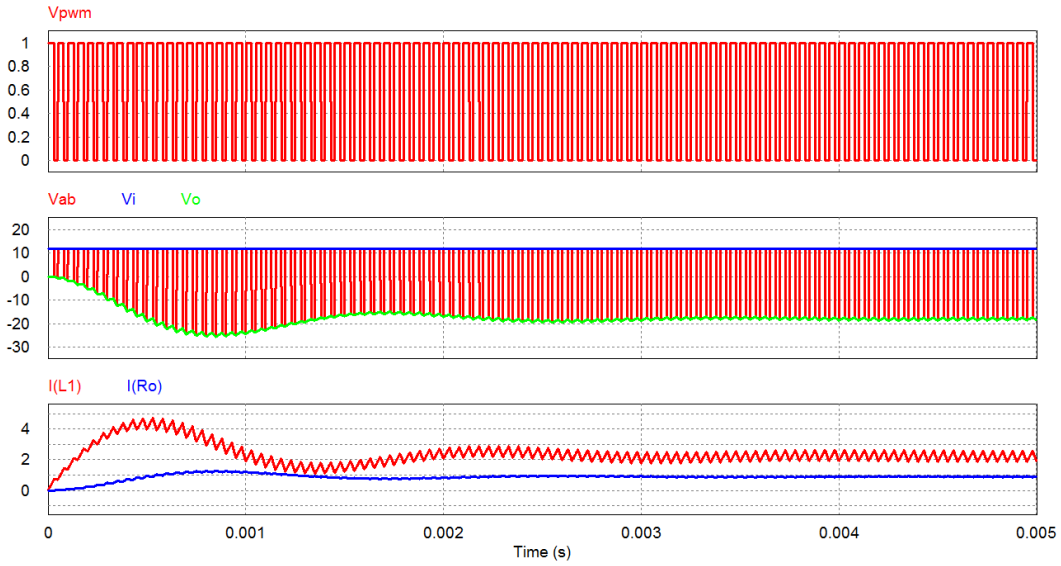


Figura 20 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost com componentes ideais.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc Buck-Boost com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	18 V	18 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	1,23 V	1,20 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,9 A	0,9 A
P_o	Potência na saída	16,2 W	16,21 W
P_i	Potência na entrada	16,2 W	16,07 W
η	Rendimento	100%	≈100%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	1,35 A	1,34 A
$I_{Li(max)}$	Corrente máxima no indutor	2,61 A	2,61 A
$I_{Li(avg)}$	Corrente média no indutor	2,25 A	2,23 A
$I_{Li(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	2,26 A	2,24 A
ΔI_{Li}	Ondulação de corrente no indutor	0,72 A	0,70 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	1,71 A	1,72 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,11 A	1,11 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	2,61 A	2,61 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	1,35 A	1,34 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	1,75 A	1,74 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	2,61 A	2,61 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	0,9 A	0,90 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,42 A	1,42 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	30 V	30,7 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	30 V	30,7 V

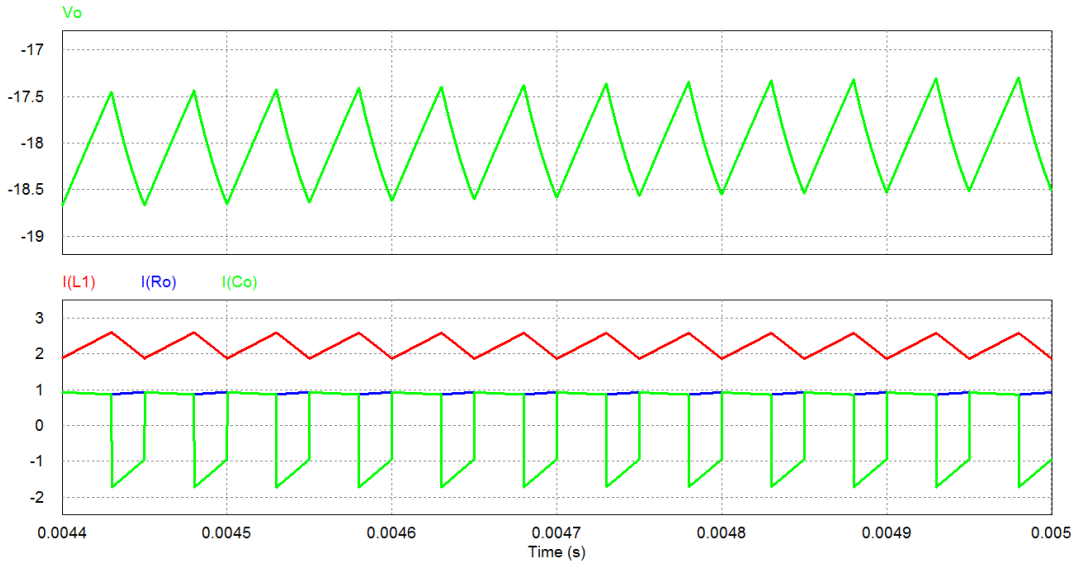


Figura 21 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost com componentes ideais.

3.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 22. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o MTD6N15T4G. A fonte é para 12 V (médios). A carga possui uma resistência de 20 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 20 kHz e a razão cíclica é de 60%. O indutor de filtro é de 500 µH e o capacitor é de 22 µF.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e corrente de carga são mostradas na Figura 23. Pelo fato de se usar um transistor do tipo MOSFET com baixa resistência entre dreno e fonte, a queda de tensão neste componente é pequena, resultando em um funcionamento mais próximo do ideal. Lembre que na simulação do conversor Buck, em capítulo anterior, utilizou-se um transistor bipolar de junção, provocando uma queda de tensão grande entre seu coletor e emissor, afetando substancialmente o funcionamento do conversor.

As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 24.

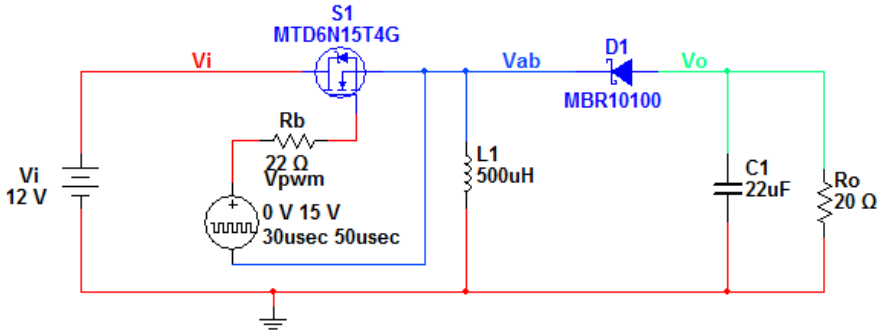


Figura 22 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc Buck-Boost com componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	18 V	17,11 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	1,23 V	1,14 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	0,9 A	0,88 A
P_o	Potência na saída	16,2 W	14,67 W
P_i	Potência na entrada	16,2 W	16,06 W
η	Rendimento	100%	91,3%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	1,35 A	1,34 A
$I_{Li(max)}$	Corrente máxima no indutor	2,61 A	2,48 A
$I_{Li(avg)}$	Corrente média no indutor	2,25 A	2,15 A
$I_{Li(ef)}$	Corrente eficaz no indutor	2,26 A	2,15 A
ΔI_{Li}	Ondulação de corrente no indutor	0,72 A	0,69 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	1,71 A	1,86 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,11 A	1,05 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	2,61 A	2,49 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	1,35 A	1,34 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	1,75 A	1,72 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	2,61 A	2,69 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	0,9 A	0,81 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,42 A	1,34 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	30 V	29,89 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	30 V	28,77 V

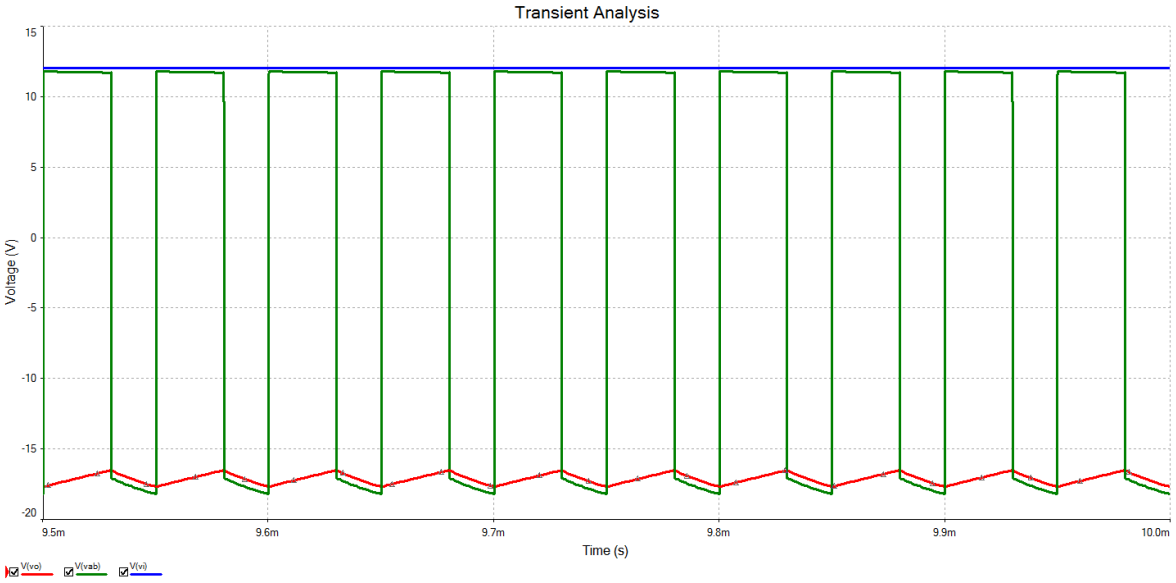


Figura 23 – Formas de onda da tensão de entrada, de saída e nos entre os pontos "a" e "b".

A potência dissipada nos componentes (transistor e diodo) é da ordem de 1,39 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 91,3% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

Além disso, é importante notar nas simulações com componentes ideais e/ou reais, que a

tensão máxima sobre a chave e o diodo é um pouco superior a tensão de saída nominal. Isso ocorre em função da ondulação de tensão na carga, fazendo com que a tensão máxima na carga seja também um pouco superior a escolhida.

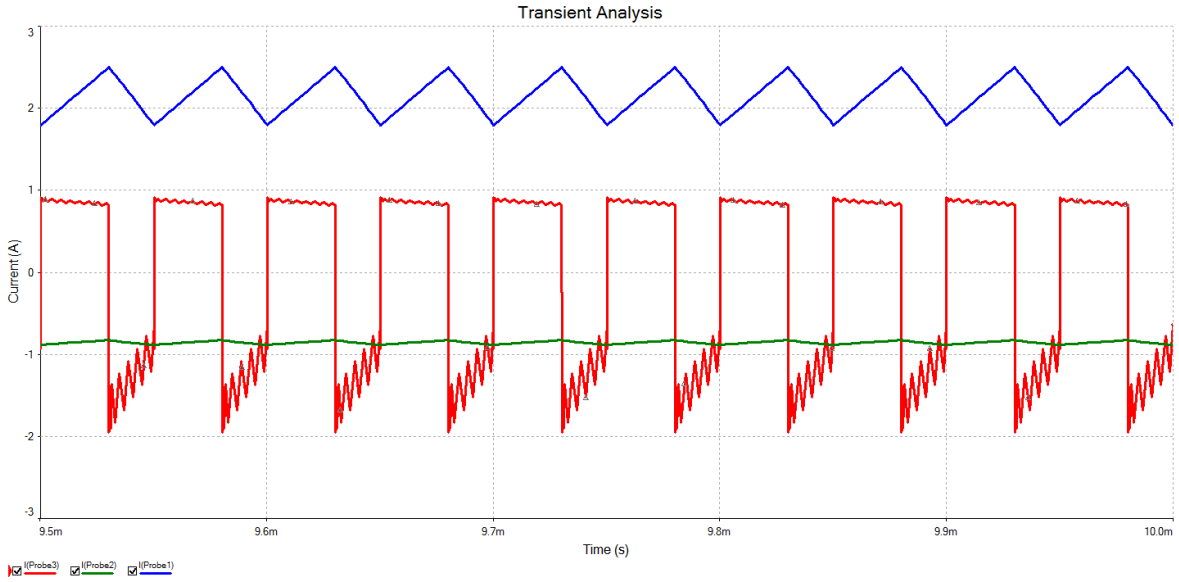


Figura 24 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 9 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 60%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução contínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

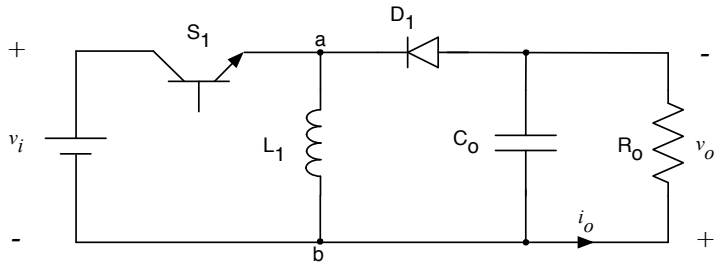


Figura 25 – Circuito para exercício resolvido 01.

A tensão média na carga será:

$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{1-D} = 9 \cdot \frac{0,6}{1-0,6} = 13,5V \ .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{13,5}{5} = 2,7\,A \ .$$

$$I_{Co} = 0\,A \ .$$

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{1-D} = 2,7 \cdot \frac{0,6}{1-0,6} = 4,05\,A \ .$$

$$I_{L1} = I_i + I_o = 4,05 + 2,7 = 6,75\,A \ .$$

$$I_{S_1} = I_i = 4,05\,A \ .$$

$$I_{D1} = I_o = 2,7\,A \ .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 13,5 \cdot 2,7 = 36,45\,W \ .$$

ER 02) Considere que no circuito da Figura 26 a tensão de entrada seja de 12 V, a tensão de saída deve ser de 120 V com corrente de 1 A. O indutor tem uma indutância de 500 μH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

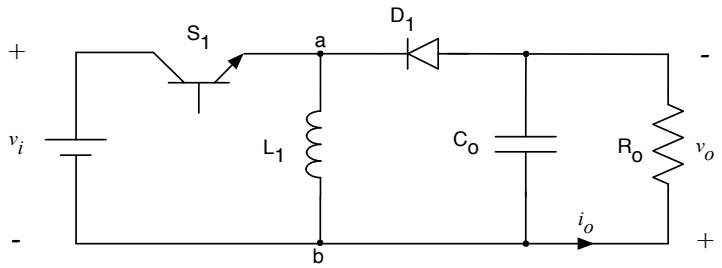


Figura 26 – Circuito para exercício resolvido 02.

A razão cíclica de operação será:

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} = \frac{120}{12 + 120} = 0{,}91 .$$

A corrente na carga já está determinada e vale 1 A. Deste modo, as correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{1 - D} = 1 \cdot \frac{0{,}91}{1 - 0{,}91} = 10{,}11\,A \ .$$

$$I_{L1} = I_i + I_o = 10{,}11 + 1 = 11{,}11\,A .$$

$$I_{S_1} = I_i = 10{,}11\,A .$$

$$I_{D1} = I_o = 1{,}0\,A .$$

Para determinar as correntes máximas e eficazes, deve-se determinar inicialmente a ondulação de corrente no indutor, que será:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1 \cdot F_s} \cdot D = \frac{12}{500\mu \cdot 50k} \cdot 0{,}91 = 0{,}437\,A \ .$$

Assim, a corrente máxima nos elementos do circuito será:

$$I_{L1(\max)} = I_{S_1(\max)} = I_{D_1(\max)} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 11{,}11 + \frac{0{,}437}{2} = 11{,}33\,A \ .$$

As correntes eficazes nos elementos do conversor serão:

$$I_{L1(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L1}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_{L1}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{0{,}437}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(11{,}11\right)^2} = 11{,}11\,A \ .$$

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - D\right) \cdot \left(12 \cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)}{3}}\right)^2 - I_o^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - 0{,}91\right) \cdot \left(12 \cdot 11{,}11^2 + 0{,}437^2\right)}{3}}\right)^2 - 1^2} = 3{,}18\,A \ .$$

$$I_{S_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{D}{3} \cdot \left(12 \cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{0{,}91}{3} \cdot \left(12 \cdot 11{,}11^2 + 0{,}437^2\right)} = 10{,}6\,A .$$

$$I_{D_1(ef)} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - D\right) \cdot \left(12 \cdot I_{L1}^2 + \Delta I_{L1}^2\right)}{3}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\left(1 - 0{,}91\right) \cdot \left(12 \cdot 11{,}11^2 + 0{,}437^2\right)}{3}} = 3{,}33\,A .$$

A potência média na carga é:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 120 \cdot 1 = 120W .$$

As tensões máximas sobre os semicondutores serão:

$$V_{S_1(\max)} = V_{D_1(\max)} = V_i + V_o = 12 + 120 = 132V\,.$$

A ondulação de tensão na carga será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} = \frac{0{,}9 \cdot 1}{10\mu \cdot 50k} = 0{,}83V\,.$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 9 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 75% e a carga tem resistência de 5 Ω, o diodo também é ideal. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- O rendimento do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 27 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 50 Ω, o diodo será o MUR105. O indutor tem indutância de 1 mH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. Considere operação em condução contínua. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- A ondulação de corrente e tensão;
- O rendimento do circuito.

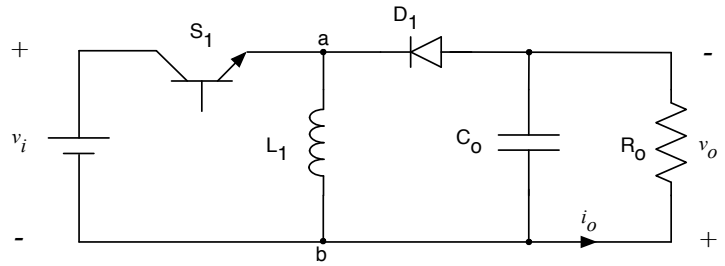


Figura 27 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Considere que no circuito da Figura 28 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 100 V com corrente de 500 mA. A ondulação de corrente desejada é de 10% e a ondulação de tensão deve ser de 1%. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine, considerando condução contínua:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- Os valores do indutor e do capacitor de filtro;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

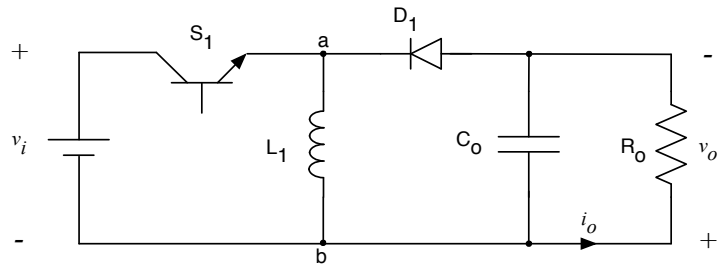


Figura 28 – Circuito para exercício proposto 08.

EP 09) Repita o exercício proposto 08 considerando condução descontínua, ou seja, determine os elementos do filtro de saída para que isso aconteça.

EP 10) Considerando o circuito da Figura 25 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução descontínua, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

EP 11) Refaça o exercício resolvido 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 12) Refaça o exercício resolvido 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 13) Refaça o exercício proposto 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 14) Refaça o exercício proposto 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 15) Refaça o exercício proposto 10 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Buck-Boost.

Em síntese, objetiva-se:

- Implementar moduladores de largura de pulso (PWM) no Arduino;
- Montar um conversor cc-cc Buck-Boost;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

5.2 Modulação Por Largura de Pulsos no Arduino

Inicialmente, grave no Arduino um programa que gere três valores distintos de PWM conforme a Tabela 3. Observe com o osciloscópio se os sinais aparecem corretamente nos terminais de saída PWM do Arduino.

Tabela 3 – Lógica para geração da razão cíclica.

Razão cíclica	PWM Medido
0	
30%	
50%	
70%	

5.3 Conversor CC-CC Buck-Boost

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 29 a seguir.

A tensão de entrada (V_{in}) será de 7 V. O diodo será o 1N4936 e o indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será de 680 µF.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

O PWM do Arduino está configurado para operar em 500 Hz.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 30%.

ATENÇÃO:

O conversor Buck-Boost não pode operar com razão cíclica de 100%. Se isso ocorrer, os componentes do circuito podem ser danificados.

Assim, fique atento à tensão de saída, para que esta não assuma valores proibitivos.

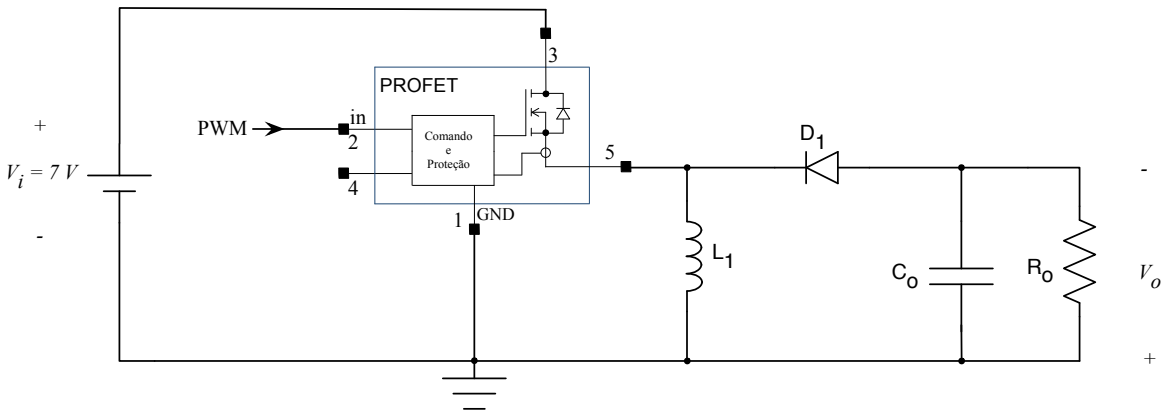


Figura 29 – Circuito do conversor cc-cc Buck-Boost.

A seguir altere a razão cíclica no Arduino conforme solicitado na Tabela 4, medindo a tensão de saída e anotando os valores, para posteriormente comparar com os cálculos realizados.

Tabela 4 – Tensão média de saída no conversor cc-cc Buck-Boost.

Razão cíclica	Tensão de saída		Erro
	Calculado	Medido	
0			
30%			
50%			
70%			

A tensão de saída do conversor Buck-Boost é calculada por:

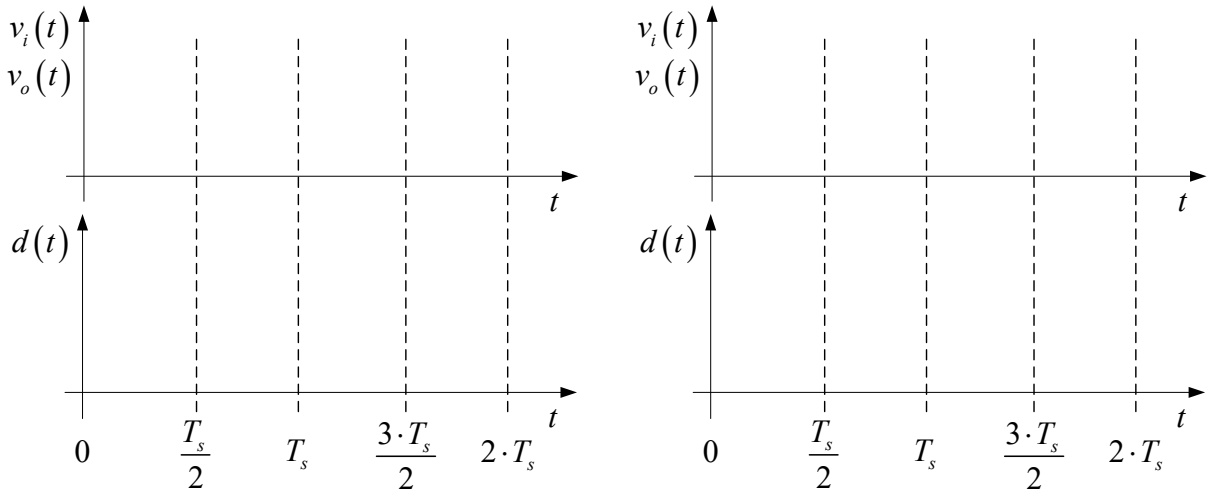
- $V_o = V_i \cdot \dfrac{D}{1-D}$ → condução contínua;
- $V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\dfrac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_1}}$ → condução descontínua.

Em todas as medições realizadas, calcule o erro (desvio percentual) entre o valor calculado (teórico) e o valor medido (experimental), utilizando a expressão:

$$\varepsilon = \left| \frac{\text{Valor teórico - Valor experimental}}{\text{Valor teórico}} \right| \cdot 100\%$$

5.4 Análise dos Resultados

1) Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 30.
2) Compare os valores medidos com os valores calculados no ensaio realizado e explique a razão das discrepâncias (erros de grande amplitude), caso tenham ocorrido.



D = 30% D = 50%

Figura 30 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck-Boost.

6 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP – UNICAMP, 2013.

[9] ROGERS, E. Understanding Buck-Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies. SLVA059A, March, 1999. Texas Instruments. Disponível em: http://www.ti.com.

[10] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

15

Capítulo

Projeto de Elementos Magnéticos

Meta deste capítulo

Estudar os detalhes de operação e projeto de elementos magnéticos.

objetivos

- Entender o funcionamento de elementos magnéticos;
- Projetar elementos magnéticos com núcleo de ar;
- Projetar elementos magnéticos em placas de circuito impresso;
- Projetar elementos magnéticos para operação em alta frequência.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento do conversor Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos conversores cc-cc isolados.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc básicos, dentre eles o conversor Buck, Boost e Buck-Boost. Em todos estes conversores foi necessário o emprego de um indutor, seja no filtro de saída, na entrada ou para armazenamento de energia.

Assim, juntamente com transformadores, sejam de baixa ou alta frequência, os indutores são elementos essenciais para o funcionamento dos conversores estáticos. Estes elementos podem ser construídos com núcleos de ar, ferrosilício, ferrite ou outros materiais magnéticos. Deste modo, o estudo do eletromagnetismo, associado as técnicas de projeto destes elementos é importante para todos os profissionais da eletrônica, e não apenas aqueles que trabalham com eletrônica de potência no seu dia-a-dia.

As aplicações para os elementos magnéticos são as mais variadas possíveis, desde adaptação do valor da tensão, isolamento, filtros, dentre outras.

Na Figura 1 mostra-se um indutor para operar com alta frequência, construído com um núcleo de ferrite toroidal. Note que o fio utilizado para a confecção do indutor é esmaltado. Também é mostrado um transformador planar para alta frequência, que possuí baixo perfil, o que é uma tendência nos equipamentos eletrônicos de áudio e vídeo atuais. Note que as conexões deste transformador planar são realizadas com placas de circuito impresso, visando facilitar sua montagem no circuito eletrônico.

Assim, neste capítulo será realizada uma breve revisão de eletromagnetismo, seguida pela apresentação de técnicas de projeto de indutores com núcleo de ar em placas de circuito impresso. Após isso, será apresentada a metodologia para projeto de indutores para alta frequência utilizando núcleos toroidais e núcleos do tipo EE. Por fim, será apresentada a metodologia para projeto de transformadores utilizando núcleos de ferrite do tipo EE. Exercícios resolvidos e propostos e o roteiro de laboratório também serão apresentados.

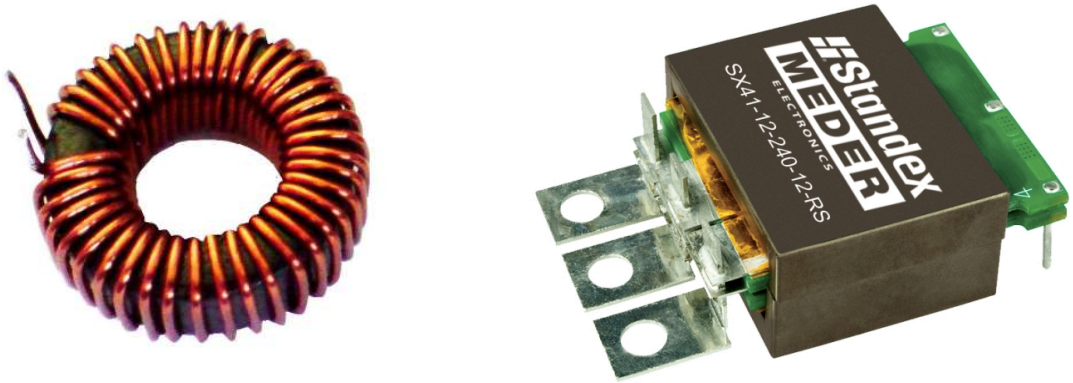


Figura 1 – Exemplo de um indutor e de um transformador para alta frequência.

Fonte: http://www.hortrafo.com.br e http://www.standexmeder.com. Acesso em: 26/09/2014.

2 Conceitos de Eletromagnetismo

2.1 Magnetismo Atômico

Em elementos magnéticos atribui-se uma polaridade a determinada região do espaço que concentra linhas de campo magnético. Assim, os dipolos magnéticos são os menores elementos magnéticos que interessam ao objetivo deste capítulo. Estes determinam o comportamento dos materiais num campo magnético e tem origem no *momentum* angular dos elétrons nos íons ou átomos que formam a matéria. Na Figura 2 mostram-se as imagens de elétrons com o movimento ao redor de seu eixo (spin) e o magnetismo associado a este movimento.

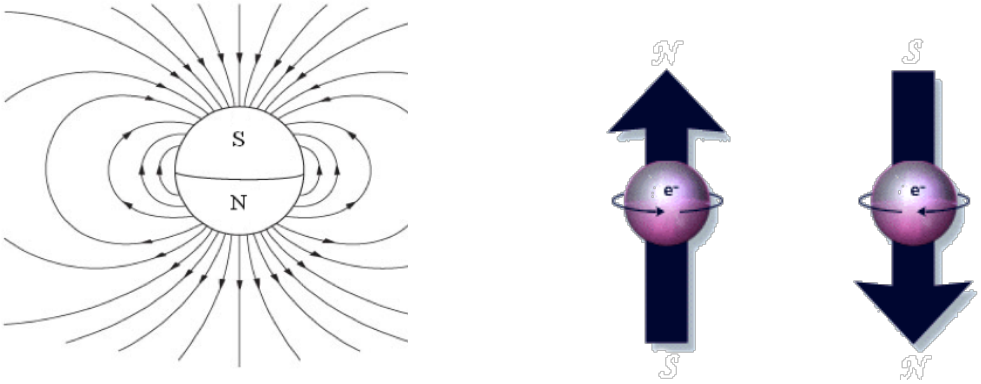


Figura 2 – Dipolos magnéticos.

Fonte: http://centrobioenergetica.squarespace.com. Acesso em: 28/09/2014.

Por sua vez, um átomo pode ter seu próprio campo magnético, dependendo do preenchimento de suas camadas. Assim, se as camadas estiverem preenchidas, o magnetismo de cada elétron cancelará o efeito do elétron vizinho, visto estes terem movimentos (spin) contrários entre si e ocuparem o mesmo nível energético. Já se as camadas não estiverem completas, ter-se-á um campo (*momentum*) resultante diferente de zero, conforme mostrado na Figura 3.

A seguir, subindo mais um pouco de nível, agora já microscópico, se tem os domínios magnéticos, que são pequenas regiões ou espaços de alinhamento unidirecional dos momentos magnéticos, geralmente tem dimensões menores que 0,05 mm e tem contornos identificáveis, similar aos grãos, conforme mostrado na Figura 4.

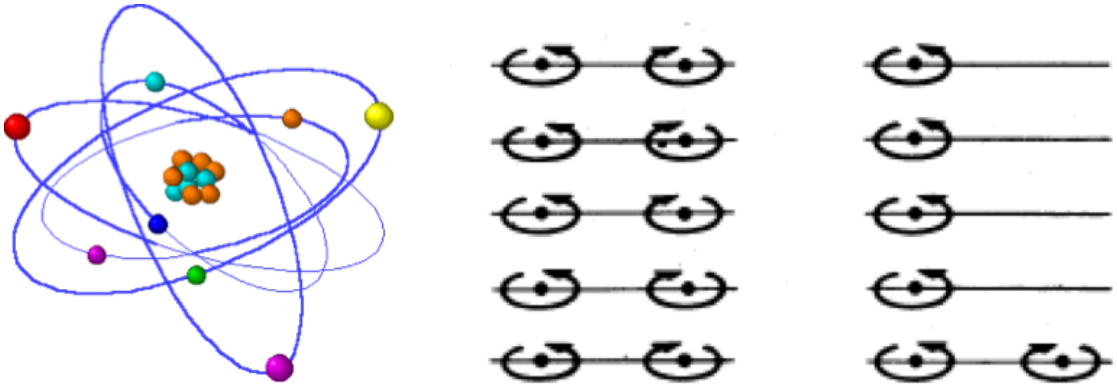


Figura 3 – Magnetismo atômico.

Fonte: (Rezende, 2004).

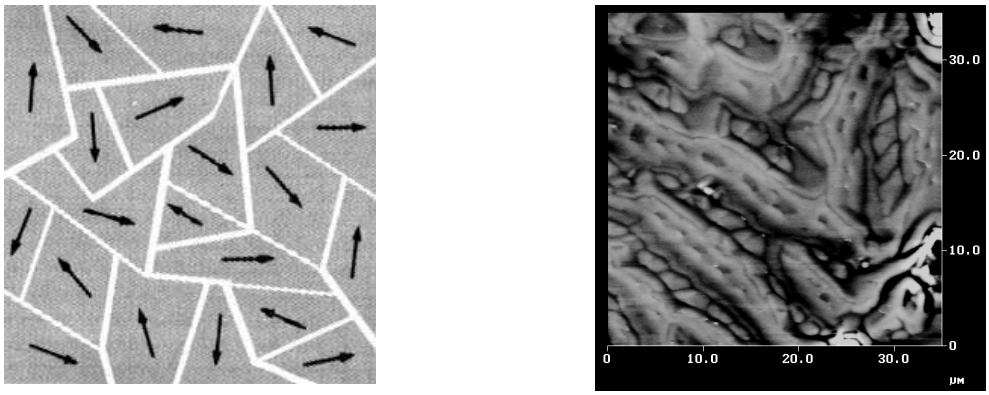


Figura 4 – Domínios magnéticos.

Fonte: http://bibliotecadigital.ilce.edu.mx e www.geociencias.unam.mx. Acesso em: 28/09/2014.

2.2 Campo Magnético

Campo magnético é uma região do espaço com a presença de fenômenos magnéticos, mais especificamente linhas de campo. Algumas características das linhas de campo magnético são: são sempre linhas fechadas; nunca se cruzam; fora do imã, saem do norte e são orientadas para o sul; dentro do imã tem orientação contrária; saem e entram perpendicularmente à superfície do imã e quanto maior a concentração das linhas, mais intenso é o campo. O campo magnético pode ser não-uniforme ou uniforme, como mostrado na Figura 5.

Os materiais possuem comportamentos distintos quando são imersos em campos magnéticos, como pode ser observado na Figura 6. Note que alguns materiais não alteram o percurso das linhas de campo, enquanto outros materiais concentram estas linhas de campo.

Em materiais condutores de corrente elétrica, os metais, por exemplo, permitem a circulação das cargas elétricas. Já os materiais magnéticos não possuem o efeito de conduzir ou não as linhas de campo, mas sim, o efeito de concentrar ou não as linhas de campo. Este comportamento dos materiais permite classificá-los em ferromagnéticos, diamagnéticos ou

paramagnéticos. Os primeiros, ferromagnéticos, possuem permeabilidade magnética muito maior a unidade. Já os diamagnéticos possuem permeabilidade magnética menor que um (1) e os paramagnéticos possuem permeabilidade magnética praticamente igual a unidade. O conceito de permeabilidade magnética será visto a seguir. O efeito de concentração das linhas de força pode ser usado como blindagem eletromagnética, como se observa na Figura 7, muito usado em equipamentos eletrônicos para diminuir o efeito da interferência eletromagnética do ambiente no funcionamento de circuitos sensíveis, por exemplo circuitos que operam em alta frequência ou circuitos de medição de grandezas elétricas.

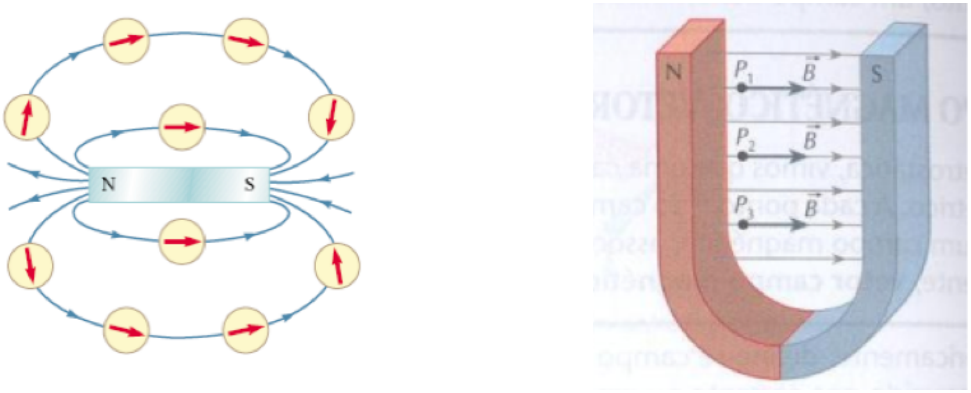


Figura 5 – Campo magnético não-uniforme e uniforme.

Fonte: (Ramalho, 2006).

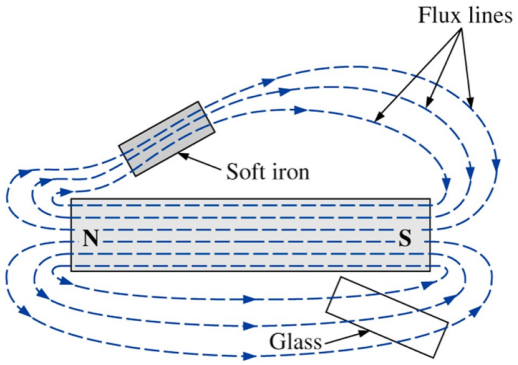


Figura 6 – Comportamento dos materiais imersos em campos magnéticos.

Fonte: (Boylestad, 2004).

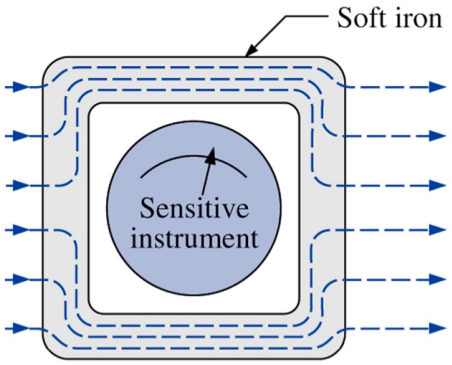


Figura 7 – Blindagem eletromagnética.

Fonte: (Boylestad, 2004).

O campo magnético pode ser gerado pela passagem da corrente elétrica em um condutor. As linhas de campo em um condutor retilíneo são perpendiculares ao mesmo, como mostrado na Figura 8. Quando se enrola o fio condutor em forma de espira (volta), se tem um efeito de somatório das linhas de força (vetores) na parte interna da espira, como mostrado na Figura 9, o que resulta em um campo mais intenso. Por sua vez, se diversas espiras forem enroladas lado a lado, como mostrado na Figura 10 se tem o somatório do campo de cada espira, resultando em uma

bobina com um campo mais intenso ainda, proporcional ao seu número de espiras (N). Este efeito é usado para a construção de indutores, transformadores, eletroímãs, motores e outros dispositivos eletromagnéticos.

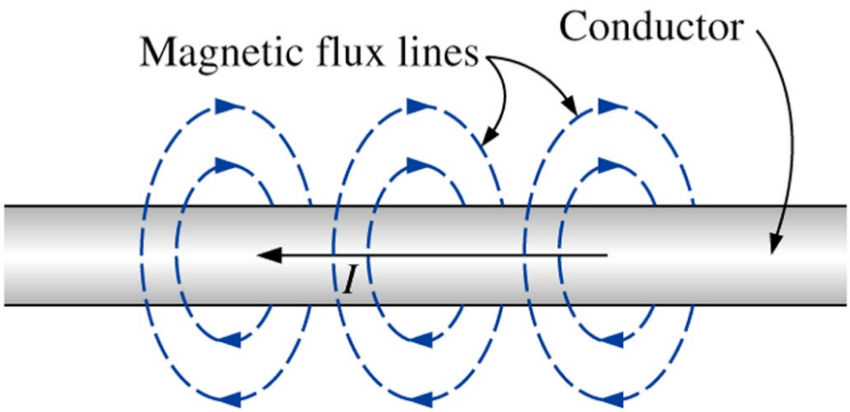


Figura 8 – Linhas de campo em um condutor percorrido por uma corrente elétrica.
Fonte: (Boylestad, 2004).

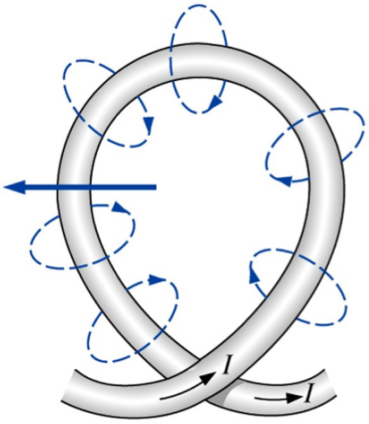


Figura 9 – Linhas de campo em uma espira (volta).
Fonte: (Boylestad, 2004).

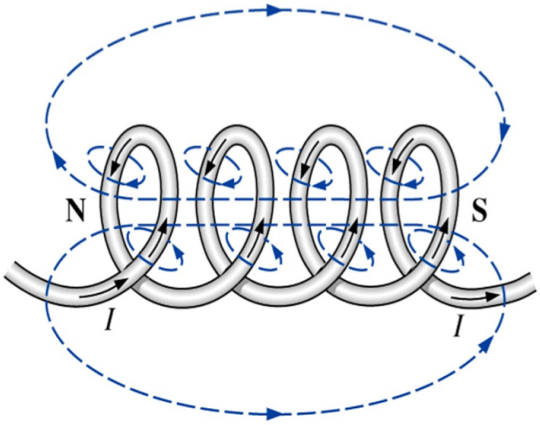


Figura 10 – Linhas de campo em uma bobina.
Fonte: (Boylestad, 2004).

2.3 Densidade de Fluxo Magnético e Fluxo Magnético

A densidade de fluxo (*B*) é número de linhas de campo por unidade de área. Sua unidade é Tesla [T], onde um Tesla é igual a 1 Weber por metro quadrado de área.

Já o fluxo magnético (ϕ) é o conjunto de todas as linhas de campo que atingem perpendicularmente uma área. Tem como unidade o weber [Wb], sendo que 1 Weber corresponde a 1 x 10^8 linhas de campo. O fluxo magnético (ϕ) em um área (A) corresponde a densidadade de fluxo magnético (*B*), conforme mostrado na Figura 11.

$$B = \frac{\phi}{A}\left[T = \frac{Wb}{m^2}\right].$$

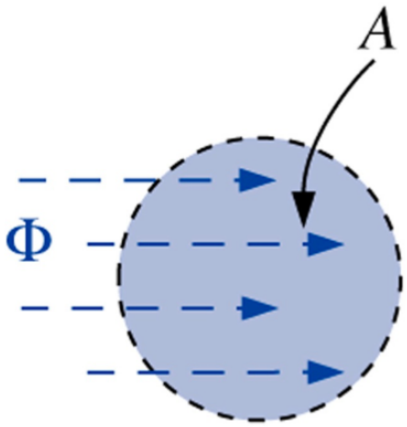


Figura 11 – Fluxo magnético (ϕ) em uma área A.

Fonte: (Boylestad, 2004).

2.4 Força Magnetizante

A força magnetizante ou força magnética (*H*) é a reação do material ao fluxo magnético, ou seja, representa o comportamento do material quando submerso em um campo magnético, como se observa na Figura 12. A força magnética (*H*) é dependente da corrente elétrica que circula pelo elemento magnético (indutor, transformador, eletroimã, etc.), de seu número de espiras e de sua geometria. Assim, a força magnética tem unidade de medida dada por Ampère por metro.

$$H \simeq \left(I, N, l\right)\left[A/m\right].$$

A inclinação da curva *B x H* pode ser modificada pela inserção de um entreferro no caminho magnético. A inserção de um entreferro no caminho magnético altera a relutância magnética, modificando o comportamento da densidade de campo em função da força magnetizante. Esse efeito é mostrado na Figura 13 e será utilizado para ajuste da indutância em indutores, além de possibilitar a operação com altas correntes, portanto altas forças magnetizantes, evitando-se a saturação do elemento magnético.

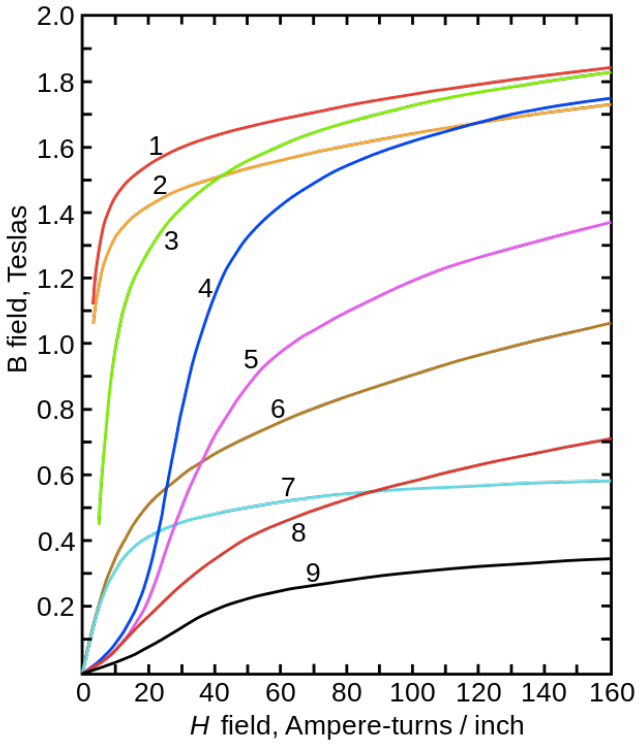


Figura 12 – Curva B x H de diferentes materiais (1-Sheet steel, 2-Silicon steel, 3-Cast steel, 4-Tungsten steel, 5-Magnet steel, 6-Cast iron, 7-Nickel, 8-Cobalt, 9-Magnetite).

Fonte: (Wikipedia, 2014).

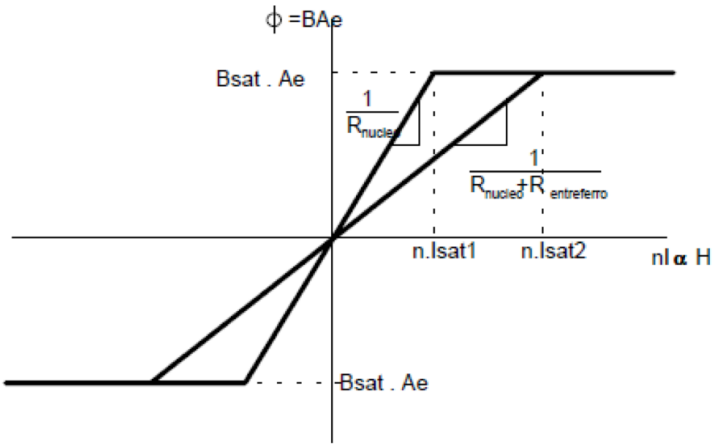


Figura 13 – Alteração da curva de B x H empregando-se entreferros.

Fonte: (Barbi, 2007).

2.5 Permeabilidade Magnética

A relação entre a densidade de campo magnético (*B*) e a força magnética (*H*) é denominada de permeabilidade magnética. A classificação dos materiais é realizada conforme sua permeabilidade magnética, ou seja, seu comportamento quando imerso em um campo magnético,

concentrando ou não as linhas de campo.

$$\mu = \frac{B}{H}\left[\frac{Wb}{A/m}\right].$$

Os materiais paramagnéticos tem permeabilidade muito próxima da unidade, que é a permeabilidade do vácuo, denominada de permeabilidade absoluta. Todos os outros materiais são classificados em relação a permeabilidade do vácuo, que é dada por:

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Wb}{A/m}.$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_o.$$

A permeabilidade relativa de alguns materiais empregados para a construção de dispositivos eletromagnéticos é mostrada na Tabela 1. Nota-se a grande diferença da permeabilidade relativa do ferro silício em relação ao ferrite, ambos materiais muito empregados para a construção de indutores e transformadores de baixa e alta frequência, respectivamente.

Tabela 1 – Permeabilidade relativa de alguns materiais magnéticos.

Material	**Permeabilidade relativa (μ_r)**
Ferro comercial	9.000
Ferro purificado	200.000
Ferro silício	55.000
Permalloy	1.000.000
Super permalloy	10.000.000
Permendur	5.000
Ferrite	2.000

A construção de motores elétricos de pequenas dimensões, empregados em discos rígidos de computador, micromotores usados em medicina, dentre outros elementos de pequenas dimensões, demanda o uso de materiais com altas permeabilidades, como o Super Permalloy, por exemplo, resultando em menor dimensão do núcleo e menor número de espiras. Daí se pode concluir que, em sendo a permeabilidade do ar praticamente idêntica a do vácuo, ou seja, 1, resulta em elementos de maior tamanho, comparados com elementos construídos usando-se materiais como o ferro silício ou ferrite.

É importante destacar que a permeabilidade varia com a aplicação da força magnetizante, conforme se pode observar na Figura 15, onde se percebe que o comportamento do material é altamente não-linear, resultando até em diminuição da permeabilidade quando da imersão deste em campos magnéticos muito intensos.

A permeabilidade do material também varia com a temperatura, sendo que os fabricantes fornecem curvas com o comportamento dos núcleos, como pode ser observado na Figura 16. No

projeto do dispositivo magnético deve-se levar em conta a temperatura de operação, sendo mais apropriado se operar com 80 ºC, pois a temperatura ambiente em muitas regiões do Brasil é superior aos 23 ºC. Na Figura 16 pode-se verificar também que o material do fabricante Thornton pode operar com temperatura até 170 ºC, mas acima disso a permeabilidade cai abruptamente, prejudicando o funcionamento do dispositivo eletromagnético.

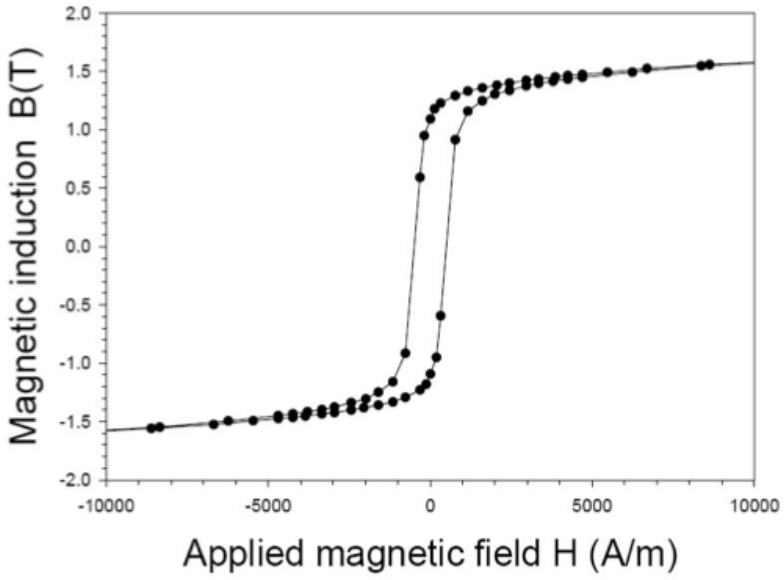


Figura 14 – Curva de comportamento magnético de um material.

Fonte: (Boylestad, 2004).

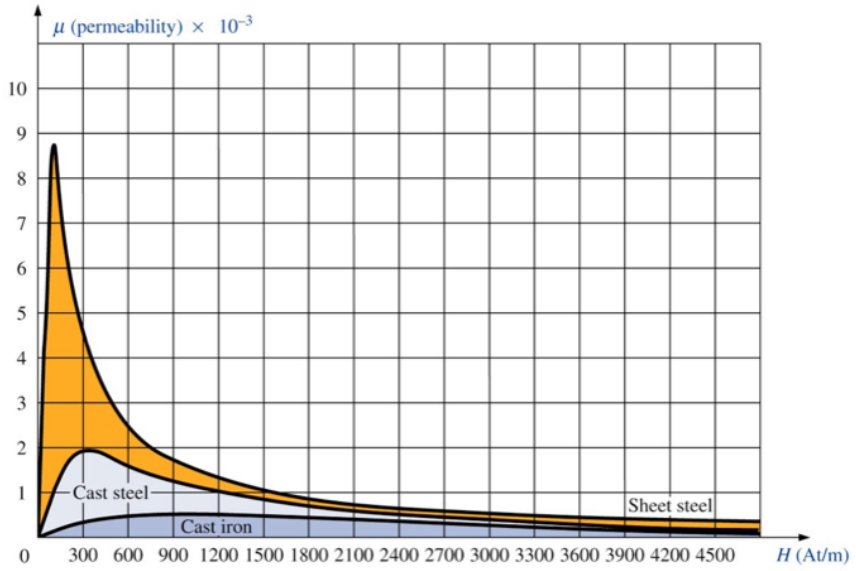


Figura 15 – Curva mostrando a variação da permeabilidade com a força magnetizante.

Fonte: (Boylestad, 2004).

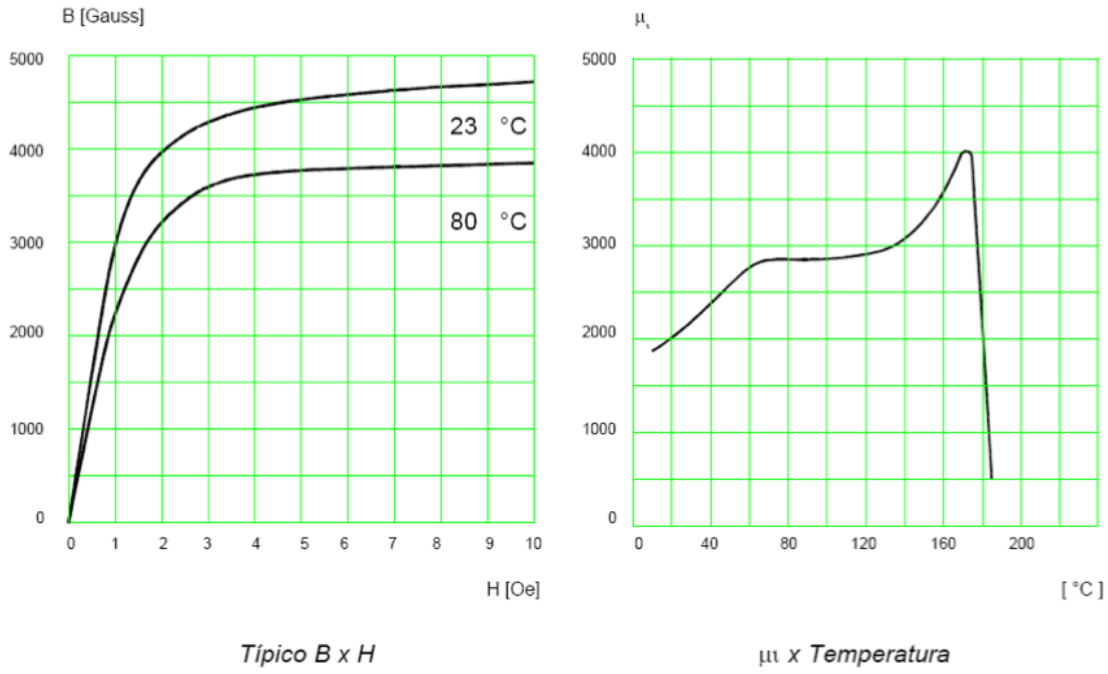


Figura 16 – Variação da permeabilidade com a temperatura.

Fonte: http://www.thornton.com.br. Acesso em: 28/09/2014.

2.6 Curva de Histerese

A curva da permeabilidade do material, ou seja, a curva de resposta da densidade de campo magnético (*B*) quando da aplicação de uma força magnética (*H*) é denominada de curva *B x H*, como pode ser observado na Figura 17. Este comportamento não-linear se deve ao comportamento dos domínios magnéticos do material, que tem reação diferente conforme a intensidade da força magnética aplicada. A Figura 18 mostra o comportamento dos domínios magnéticos no interior do material, quando submetidos à força magnética.

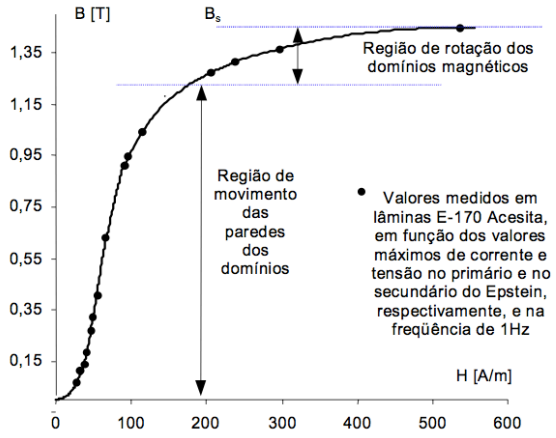


Figura 17 – Curva B x H de um material magnético.

Fonte: (Batistela, 2001).

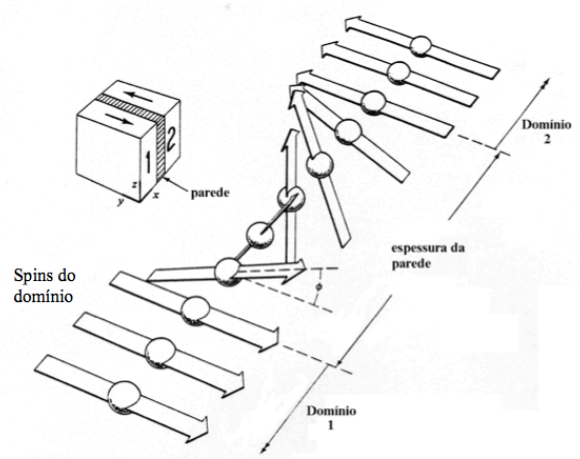


Figura 18 – Comportamento dos domínios magnéticos do material.

Fonte: (Batistela, 2001).

É importante notar na curva mostrada na Figura 17 que aumentando a corrente elétrica, ou seja, a força magnética, a densidade de campo magnético aumenta, até um determinado ponto, quando inicia a saturação do material. Isso significa que todos os domínios foram orientados. Este ponto na curva é denominado de densidade de campo de saturação (B_s).

A curva de resposta do material quando submetido a uma força magnetizante que varia com a corrente elétrica é mostrada na Figura 19 onde notam-se algumas características importantes. Uma delas é o fato de que ao se aumentar a corrente, a densidade magnética (B) aumenta, até se atingir a saturação, no quadrante direito superior da figura. Quando se diminui a corrente, o traçado da curva é diferente, até o ponto em que a corrente é zero e a densidade de campo tem um valor residual (B_r), mostrando que alguns domínios magnéticos permaneceram orientados, mesmo sem a presença de força magnética. É esta propriedade dos materiais que permite a construção de imãs artificiais.

Ao se inverter o sentido da corrente elétrica, aplicando uma força magnética negativa, a orientação dos domínios também é invertida, resultando em uma densidade de campo magnético nos quadrantes esquerdos da figura.

A curva B *x* H de um material representa a energia necessária para a orientação dos domínios magnéticos, sendo sua área uma característica das perdas no material.

Os materiais podem ser classificados como moles ou duros, dependendo de sua curva de histerese. Os materiais com curva larga e valor alto de magnetismo residual (remanente ou remanescente) são utilizados com imãs permanentes para a construção de motores, alto falantes, etc. Já os materiais com curva estreita e baixo valor de magnetismo residual são empregados para a construção de dispositivos com campo magnético variável, como indutores, motores de indução, etc.

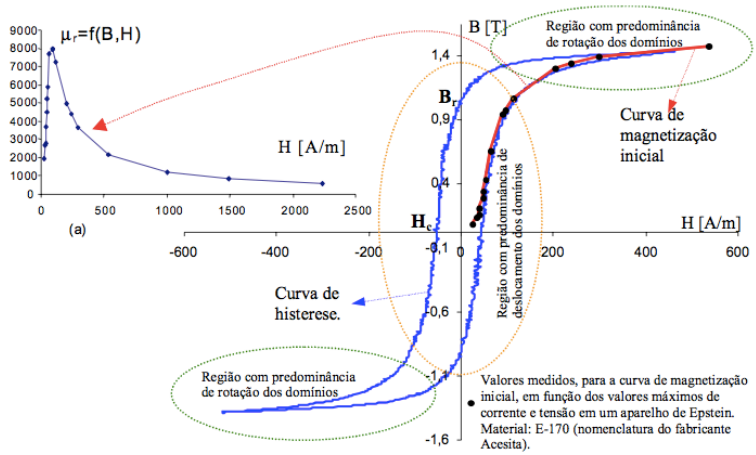


Figura 19 – Curva de histerese de um material magnético.

Fonte: (Batistela, 2001).

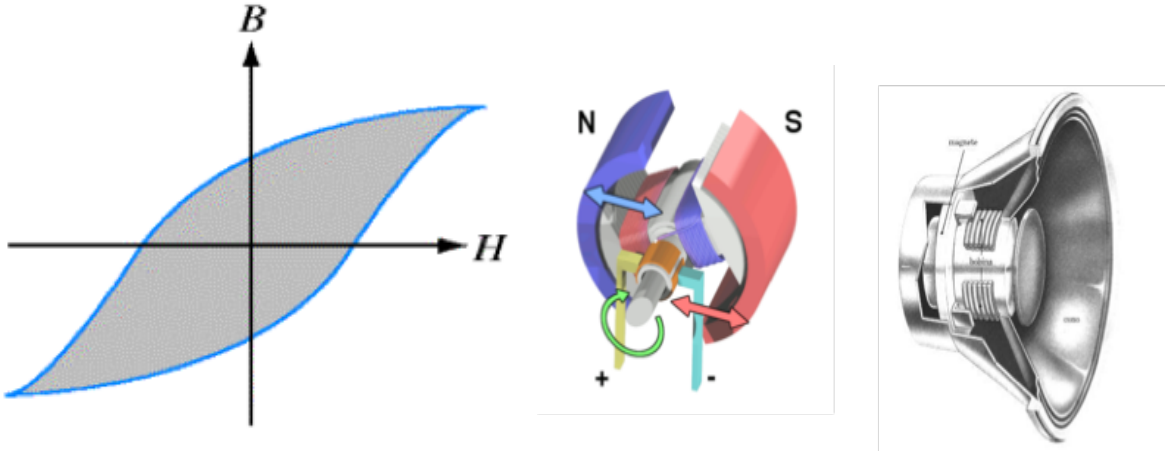


Figura 20 – Curva de histerese de materiais duros e exemplos de aplicação.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Figura 21 – Curva de histerese de materiais moles e exemplos de aplicação.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Afora esta classificação, os materiais mais empregados atualmente para a construção de dispositivos são o ferro silício, ferrite e pós metálicos. O primeiro é obtido com a mistura de silício com o ferro. O segundo e terceiro são materiais compostos pela mistura de diferentes elementos, visando se obter as características desejadas. Os núcleos de ferro silício são laminados, enquanto os de ferrite e pós metálicos são compactos. A Figura 22 mostra exemplos destes materiais.

Figura 22 – Materiais magnéticos empregados para construção de dispositivos eletromagnéticos.

Fonte: http://www.magnoepaula.com.br; http://www.thornton.com.br e http://www.magmattec.com. Acesso em: 28/09/2014.

2.7 Perdas nos Dispositivos Eletromagnéticos

As perdas nos dispositivos eletromagnéticos são devidas ao efeito Joule nos condutores e as perdas no núcleo.

As perdas nos condutores dependem de sua resistência elétrica, isto é, estão associadas a área do condutor. Estas podem ser minimizadas aumentando-se a seção do material, empregando-se condutores com bitola (área) maior.

Por sua vez, as perdas no núcleo são devidas a energia necessária para a orientação dos domínios magnéticos, dependendo da curva de histerese de cada material. Materiais com curvas de histere mais largas terão maiores perdas, enquanto materiais com curvas estreitas tem perdas menores. Já materiais não magnéticos não apresentarão estas perdas, o que representa uma vantagem de se utilizar núcleo de ar, por exemplo.

Os elementos magnéticos com núcleos de ar (papél, plástico, etc.) não apresentam o fenômeno da saturação. Assim, nestes materiais podem se aplicar altas forças magnéticas sem que este apresente alteração em sua curva. A Figura 23 mostra a curva *B x H* para diferentes materiais, inclusive para o ar.

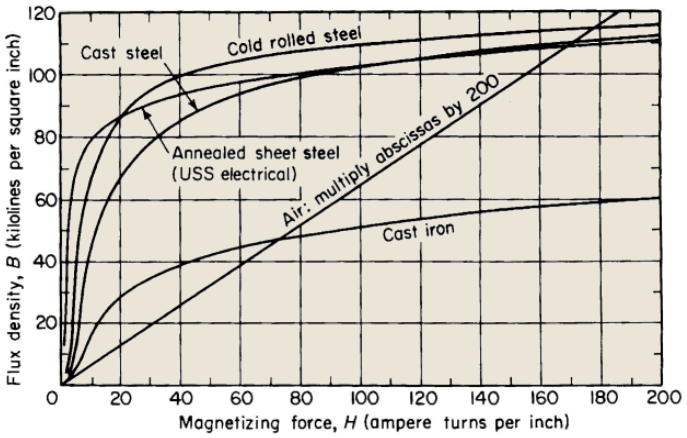


Figura 23 – Curva B x H do ar.

Fonte: http://www.vias.org. Acesso em: 28/09/2014.

As perdas por histerese no material magnético dependem de sua curva, sendo associadas ao material produzido por cada fabricante de núcleos magnéticos. É comum os fabricantes disponibilizarem na folha de dados do material o comportamento das perdas magnéticas para seus núcleos, permitindo assim que o projetista possa obter a potência dissipada no núcleo para seu projeto específico.

Além das perdas por histerese, se o núcleo for construído com materiais não-isolantes, como é o caso o ferro, irá ocorrer a indução de correntes no núcleo, fazendo com que se tenha perdas por efeito Joule no material magnético. Estas correntes induzidas no núcleo são denominadas de correntes parasitas (Figura 24), ou correntes de Foucault (*eddy currents*).

O ferro puro tem baixa resistência ôhmica, por isso apresenta altas perdas por correntes parasitas. Por sua vez, o silício é um semicondutor, apresentando resistências mais altas que o ferro. Assim, os núcleos de ferro silício são obtidos revestindo-se o ferro com silício, visando diminuir suas correntes parasitas. Além disso, o ferro silício é laminado, também com o objetivo de se aumentar a resistência elétrica do núcleo para diminuir suas perdas.

As chapas de ferro silício laminado (Figura 25) são utilizadas preferencialmente em baixa

frequência, pois como o volume do núcleo é inversamente proporcional à frequência, torna-se interessante usar materiais com altas permeabilidades em baixas frequências (60 Hz). Já em altas frequências as perdas por correntes parasitas no ferro silício seriam altas, o que representa uma desvantagem deste material.

Por sua vez, o núcleo com ferrite tem menor permeabilidade, mas é um material com alta resistência elétrica, apresentando poucas perdas por correntes parasitas. Esta característica o torna interessante para a construção de elementos que operam em altas frequências. Já em baixas frequências este material resultaria em um dispositivo magnético com maior volume que com o ferro silício, pois sua permeabilidade magnética é bem menor do que do ferro silício (55.000 do ferro silício para 2.000 do ferrite).

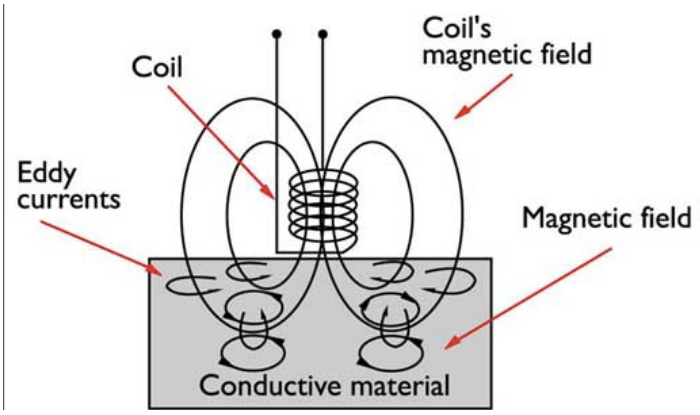


Figura 24 – Correntes parasitas no núcleo.

Fonte: http://www.seymourduncan.com. Acesso em: 28/09/2014.

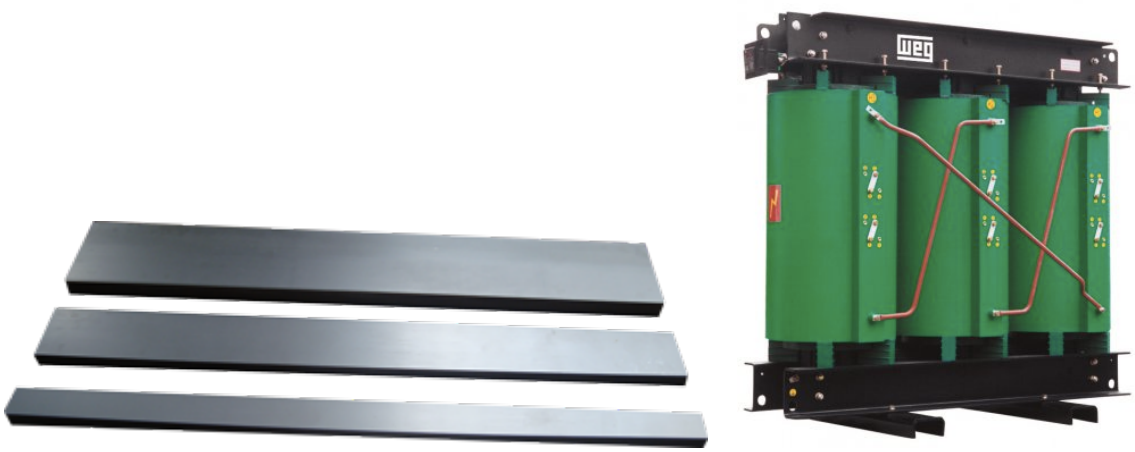


Figura 25 – Chapas de ferro silício e transformador com núcleo laminado.

Fonte: http://www.americansil.com.br e http://www.weg.com. Acesso em: 28/09/2014.

Por fim, vale lembrar que as perdas por correntes parasitas no núcleo podem ser utilizadas para fins desejáveis, como por exemplo para a construção de medidores de energia elétrica, freios magnéticos ou fornos por indução, mostrados na Figura 26.

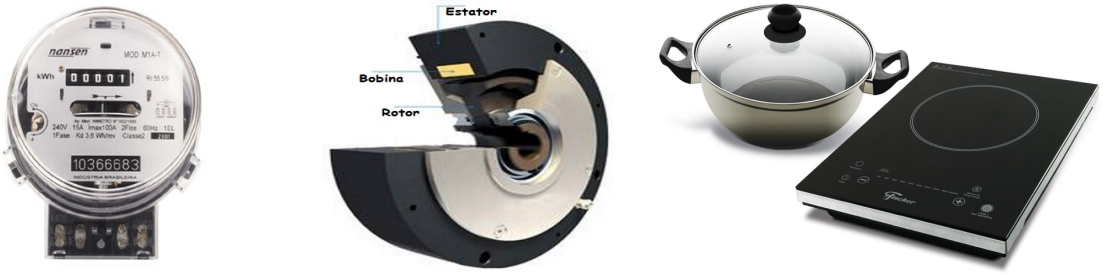


Figura 26 – Medidor analógico de energia; freio magnético e forno de indução.

Fonte: http://www.nardinieletrica.com.br; http://www.solucoesindustriais.com.br e http:// http://loja.fischer.com.br/. Acesso em: 28/09/2014.

Assim, em síntese se tem que as perdas em um dispositivo magnético são:

- Perdas no enrolamento – perdas por efeito Joule nos condutores (espiras);
- Perdas no núcleo:
  - Perdas por histerese – perdas para a orientação dos domínios magnéticos;
  - Perdas por correntes parasitas – perdas por efeito Joule pela indução de correntes no próprio núcleo.

3 Escolha dos Condutores

3.1 Efeito de Proximidade

O efeito de proximidade relaciona um aumento na resistência em função dos campos magnéticos produzidos pelos demais condutores colocados nas adjacências. Este efeito é resultado do surgimento de uma força sobre uma carga elétrica em movimento, fazendo com que o campo produzido por uma espira em uma bobina provoque uma força sobre os elétrons que circulam pelas outras espiras. Este efeito pode ser observado na Figura 28.

O efeito de proximidade torna-se significativo em altas correntes, podendo gerar forças tão intensas a ponto de deslocar os condutores da bobina. Em condutores em paralelo, conforme mostrado na Figura 28, o efeito pode aparecer quando se opera em frequências altas, o que é comum em eletrônica de potência, fazendo com a temperatura em regiões específicas do condutor sejam elevadas.

O efeito de proximidade é diferente para operação em corrente contínua ou em corrente alternada, ou seja, a resistência do condutor em CC é diferente do que em CA. Neste caso, as perdas em corrente alternada são maiores do que em corrente contínua.

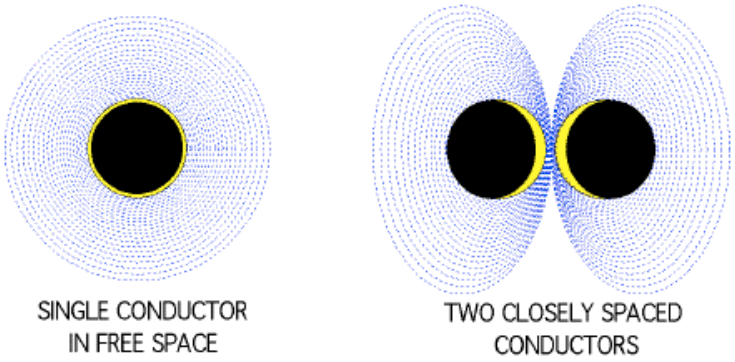


Figura 27 – Efeito de proximidade entre condutores em uma bobina.

Fonte: http://www.impeder.com. Acesso em: 28/09/2014.

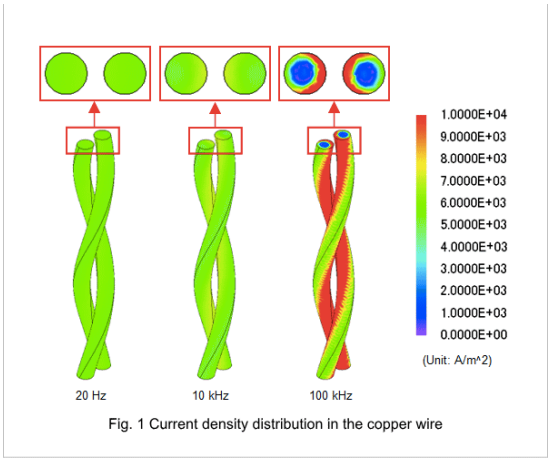


Figura 28 – Efeito de proximidade em condutores em paralelo.

Fonte: http:// http://electronics.stackexchange.com. Acesso em: 28/09/2014.

3.2 Efeito Pelicular (*skin*)

O efeito pelicular (*skin*) faz com que a corrente se concentre na periferia do condutor quando se opera em frequências altas. Este efeito restringe a secção do condutor para frequências elevadas. Em altas frequências, a tensão oposta induzida se concentra no centro do condutor, resultando em uma corrente maior próxima à superfície do condutor e uma rápida redução próxima do centro.

O efeito pelicular restringe a área útil do condutor em relação à frequência de operação. Isso significa que se deve utilizar condutores com seção menor do que a profundidade de penetração da corrente, dada pela expressão a seguir, que específica o raio máximo que o condutor deverá possuir para que a corrente ocupe toda a sua área útil.

$$r \simeq \frac{7{,}5}{\sqrt{F_s}} \left[cm \right].$$

Já o diâmetro máximo do condutor poderá ser obtido por:

$$D = 2 \cdot r = 2 \cdot \frac{7{,}5}{\sqrt{F_s}} = \frac{15}{\sqrt{F_s}}.$$

Em virtude da corrente que irá circular pelo condutor poderá ser necessária uma área maior do que a determinada pelo diâmetro calculado pelo efeito pelicular. Neste caso será necessário empregar vários condutores em paralelo, mas isolados entre si. Para isso pode-se empregar condutores específicos, como o fio Litz, mostrado na Figura 30.

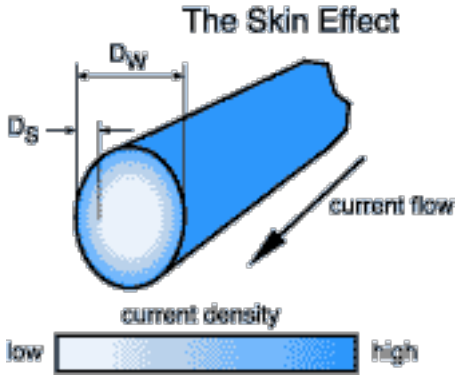


Figura 29 – Efeito pelicular em um condutor.

Fonte: http://info.ee.surrey.ac.uk. Acesso em: 28/09/2014.

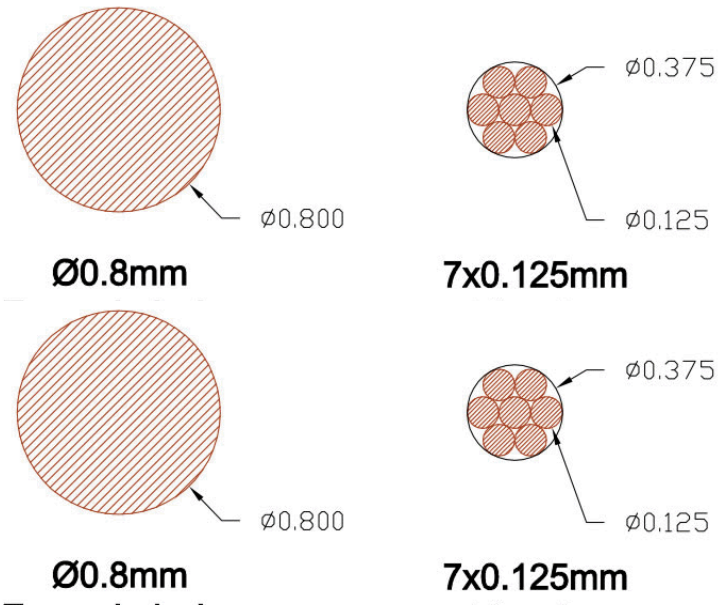


Figura 30 – Condutores em paralelo para atender a corrente necessária.

Fonte: http://www.fluxeon.com. Acesso em: 28/09/2014.

3.3 Tabela de Condutores

Os condutores para a construção de indutores e transformadores podem ser de alumínio ou cobre, cilíndricos ou retangulares. Em geral são utilizados condutores de cobre isolados com uma camada de esmalte, ou seja, esmaltados. A sua escolha é determinada em função da densidade de corrente que irá circular pelos mesmos. Um valor típico de densidade de corrente é 450 A/cm^2. Este valor foi utilizado para se elaborar a tabela a seguir, muito útil para a escolha dos condutores a serem utilizados para a construção do dispositivo eletromagnético.

A primeira coluna é a numeração no padrão americano AWG (*American wire gage*). A seguir se tem o diâmetro do condutor, seguido pela sua área. Depois se tem o diâmetro e área com isolamento, ou seja, levando-se em conta o esmalte também. Após se tem a resistividade do condutor para 20 ºC e 100 ºC e finalmente a corrente para uma densidade de corrente de 450 A/cm^2.

Tabela 2 – Tabela de fios de cobre.

AWG	D_{fio} Diâmetro Cobre [cm]	A_{fio} Área Cobre [cm^2]	D_{fio_isol} Diâmetro Isolamento [cm]	A_{fio_isol} Área Isolamento [cm^2]	ρ @20 ^{0}C [Ω/cm]	ρ @100 ^{0}C [Ω/cm]	I @450 A/cm^2 [A]
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289

30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

Fonte: (Barbi, 2007).

4 Indutores

4.1 Indutância

A Lei de Faraday explicita que em todo condutor enquanto sujeito a uma variação de fluxo magnético é estabelecida uma força eletromotriz (tensão) induzida.

$$\varepsilon = N\frac{d\phi}{dt}\left[V\right].$$

Já a Lei de Lez impõe que o sentido da corrente induzida é tal que origina um fluxo magnético induzido, que se opõe à variação do fluxo magnético indutor.

$$\varepsilon = -N\frac{d\phi}{dt}\left[V\right].$$

A partir destas duas leis pode-se definir que auto-indutância é a propriedade de uma bobina de se opor a qualquer variação de corrente (L). A sua unidade de medida é o Henry (H).

A indutância de um indutor com núcleo com comprimento muito maior do que seu diâmetro é simplesmente dada por:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l}.$$

Esta expressão pode ser utilizada para o cálculo da indutância de indutores com núcleos retilíneos ou toroidais, conforme mostrada na Figura 31.

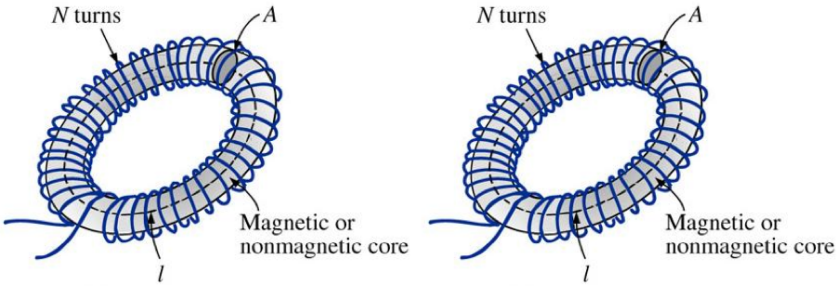


Figura 31 – Indutor com núcleo retilíneo ou toroidal.

Fonte: (Boylestad, 2004).

4.2 Modelo Elétrico do Indutor

O circuito elétrico equivalente de um indutor é mostrado na Figura 32. Idealmente se teria apenas a indutância L, mas na prática sempre se terá a resistência do condutor, então é comum se representar também este parâmetro. Lembre que na análise dos conversores cc-cc, para fins de simplificação, a resistência do indutor foi desprezada.

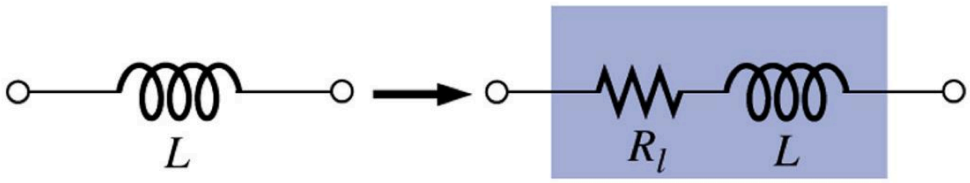


Figura 32 – Circuito elétrico equivalente de um indutor.

Fonte: (Boylestad, 2004).

4.3 Projeto de Indutores com Núcleo de Ar

O projeto de um indutor com núcleo de ar é realizado usando-se a expressão abaixo.

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l}.$$

É importante notar que o comprimento do indutor deve ser bem (10 vezes) maior do que seu diâmetro. Caso isso não aconteça, o erro no valor calculado será significativo.

O número de espiras será:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{\mu \cdot A}}.$$

Sabe-se que o diâmetro e a área de um condutor circular serão:

$$D_{fio} = 2 \cdot r_{fio}.$$

$$A_{fio} = \pi \cdot r_{fio}^2 = \pi \cdot \left(\frac{D_{fio}}{2} \right)^2 = \frac{\pi \cdot D_{fio}^2}{4}.$$

Já o comprimento do elemento será dado em função do diâmetro do fio e do número de espiras:

$$l = N \cdot D_{fio}.$$

A área do núcleo será:

$$A_{nucleo} = \pi \cdot r_{nucleo}^2 = \pi \cdot \left(\frac{D_{nucleo}}{2} \right)^2 = \frac{\pi \cdot D_{nucleo}^2}{4}.$$

Portanto se tem:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l} = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot \left(\pi \cdot \frac{D_{nucleo}^2}{4} \right)}{N \cdot D_{fio}} = \frac{N \cdot \mu \cdot \pi \cdot D_{nucleo}^2}{D_{fio} \cdot 4}.$$

$$N = \frac{L \cdot D_{fio} \cdot 4}{\mu \cdot \pi \cdot D_{nucleo}^2}.$$

Assim, para uma dada indutância *L*, frequência e corrente, deve-se escolher inicialmente o condutor (D_{fio}), especificando também o diâmetro do núcleo (D_{nucleo}). A seguir determina-se o número de espiras.

Por fim pode-se verificar se o comprimento resultante é bem maior do que a área do núcleo.

Pode-se também determinar as perdas por efeito Joule, calculando o comprimento do condutor.

$$l_{fio} = 2\pi \cdot r_{nucleo} \cdot N = 2\pi \cdot \frac{D_{nucleo}}{2} \cdot N = \pi \cdot D_{nucleo} \cdot N \left[m \right].$$

A resistência será:

$$R_{fio} = \rho \cdot l_{fio} \cdot 100 \left[\Omega \right].$$

O multiplicador 100 na expressão anterior serve para ajustar a resistividade da Tabela 2 para metros.

Assim, a potência dissipada no enrolamento será:

$$P_{fio} = R_{fio} \cdot I_{(ef)}^2 \left[W \right].$$

4.4 Projeto de Indutores com Núcleo Toroidal

O projeto de um indutor com núcleo toroidal é realizado com base na Figura 31. O condutor será escolhido conforme foi visto anteriormente, levando-se em conta a frequência de operação e a corrente que irá circular pelo indutor.

O fabricante de núcleos toroidais fornece um fator de relação entre o número de esperias e a indutância, denominado de Al:

$$Al = \frac{L}{N^2} \left[nH \right].$$

Assim, o número de espiras é calculado em função da indutância desejada:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}}.$$

A seguir deve-se verificar se a área interna do núcleo é suficiente para acomodar o número de espiras calculado. As dimensões do núcleo são mostradas na Figura 33.

A área do núcleo será:

$$A_{nucleo} = \pi \cdot r_{nucleo}^2 = \pi \cdot \left(\frac{D_{nucleo}}{2} \right)^2 = \frac{\pi \cdot D_{nucleo}^2}{4} \left[cm^2 \right].$$

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol} \cdot N \left[cm^2 \right].$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}}.$$

Na prática este fator de ocupação deve ser da ordem de 40%, visto que os condutores são cilíndricos e sua acomodação na parte interna no núcleo não é uniforme.

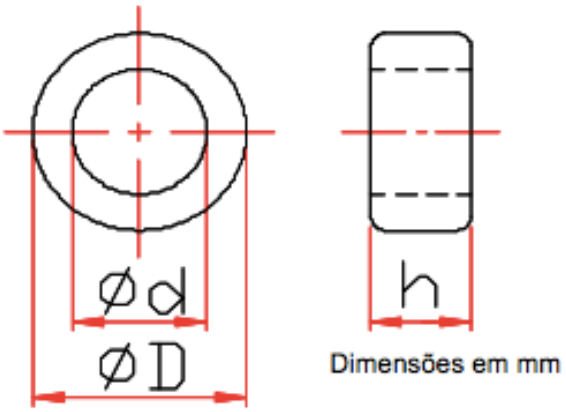


Figura 33 – Dimensões de um núcleo toroidal.
Fonte: http://www.thornton.com.br. Acesso em: 29/09/2014.

Pode-se também determinar as perdas por efeito Joule, calculando o comprimento do condutor, com auxílio da Figura 33.

$$l_{fio} = N \cdot \left[2 \cdot \left(D - d\right) + 2 \cdot h\right]\left[m\right].$$

A resistência será:

$$R_{fio} = \rho \cdot l_{fio} \cdot 100\left[\Omega\right].$$

O multiplicador 100 na expressão anterior serve para ajustar a resistividade da Tabela 2 para metros.

Assim, a potência dissipada no enrolamento será:

$$P_{fio} = R_{fio} \cdot I_{(ef)}^2\left[W\right].$$

4.5 Projeto de Indutores em PCI

Atualmente é comum se utilizar indutores implementados em placas de circuito impresso (PCI). Com esta técnica se consegue baixo perfil e indutâncias pequenas, da ordem de microHenrys. Aliado ao projeto do indutor na PCI, pode-se usar núcleos planares, obtendo-se então indutâncias bem maiores (Figura 1).

A metodologia de projeto de indutores em placas de circuito impresso consiste em escolher a largura da trilha com base na corrente especificada, usando para isso a Figura 34, a seguir. Será dado um exemplo para um indutor de 1 µH e 1 A. Nesta figura verifica-se que para uma corrente de 1 A será necessária uma largura da ordem de 10 mils.

Pode-se adotar também o critério de densidade de corrente, da mesma forma que se procede para condutores de cobre na confecção de transformadores e indutores. A área da trilha

pode ser calculada conhecendo a espessura da trilha (h) e a largura da mesma (ω). Na Figura 35 se mostra como determinar a área da trilha. A espessura mais comum para placas de circuito impresso é da ordem de 35 μm. Se for adotada uma densidade de corrente de 450 A/cm^2 e para uma corrente de 1 A se terá:

$$d = 450\left[\frac{A}{cm^2}\right].$$

$$S_{trilha} = \frac{I}{d} = \omega \cdot h.$$

$$\omega = \frac{I}{d \cdot h} = \frac{1\,A}{450\frac{A}{cm^2} \cdot 35 \cdot 10^{-4}\,cm} = 0{,}635\ cm = 63{,}5\ mm = 2500\ mils.$$

Pode-se verificar deste cálculo que a densidade de corrente adotada em placas de circuito impresso é bem maior do que 450 A/cm^2.

No tutorial intitulado “PCB Design Tutorial” de David L. Jones (Jones, 2004) é dada uma tabela (Tabela 3) com alguns valores de corrente e a largura da trilha, para espessuras de cobre de uma onça por polegada quadrada (1 oz). Esta mesma unidade é usada na Figura 34.

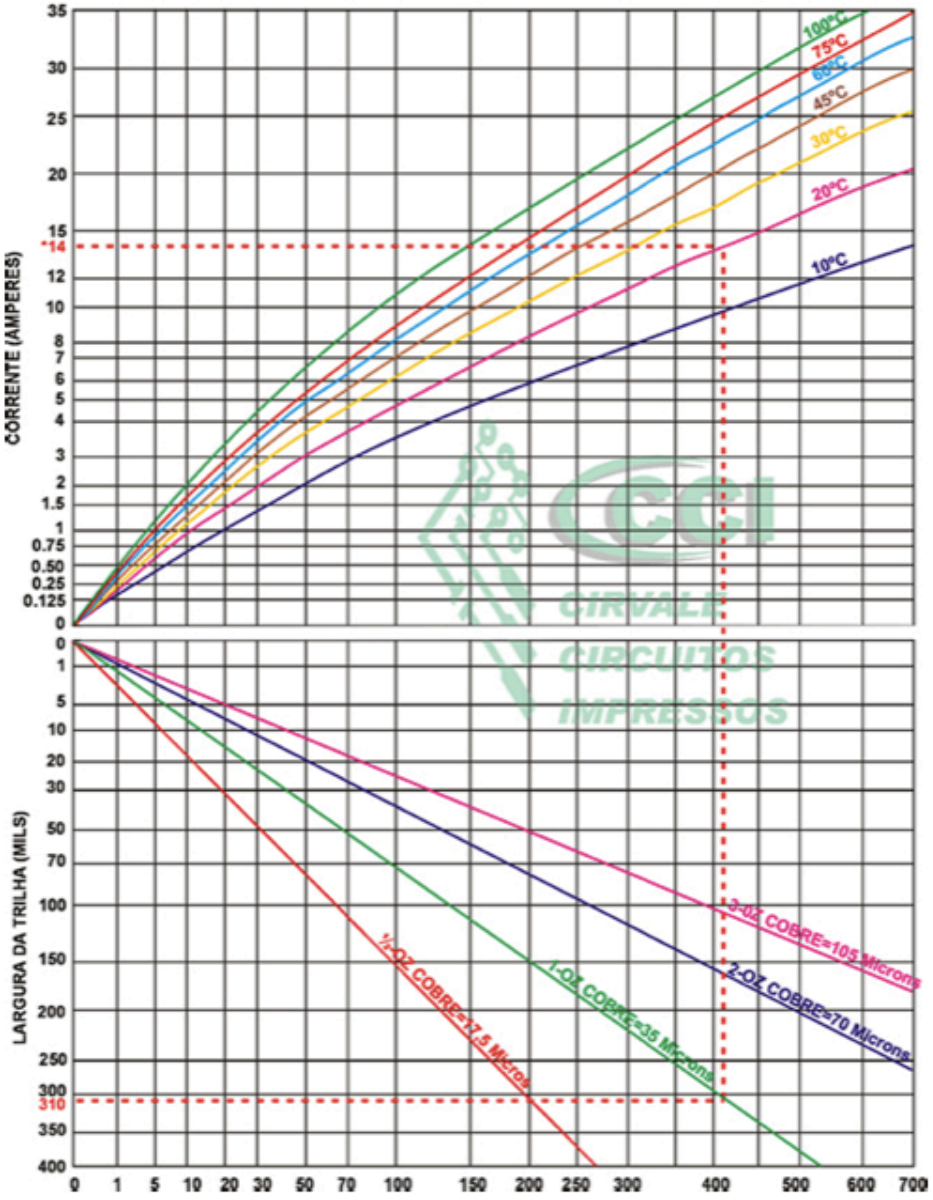


Figura 34 – Gráfico para obter a largura da trilha em função da corrente.

Fonte: http://www.cirvale.com.br. Acesso em: 28/09/2014.

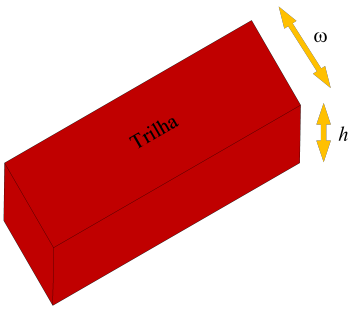


Figura 35 – Cálculo da área da trilha.

Tabela 3 – Largura da trilha para determinada corrente.

Corrente [A]	Largura para 1 oz [mils]	Largura para 2 oz [mils]	Resistência/Área [mΩ/polegada]
1	10	5	52,0
2	30	15	17,2
3	50	25	10,3
4	80	40	6,4
5	110	55	4,7
6	150	75	3,4
7	180	90	2,9
8	220	110	2,3
9	260	130	2,0
10	300	150	1,7

Fonte: (Jones, 2004).

No entanto, para facilitar a elaboração da placa pelo processo artesanal, pode-se adotar 40 mils como largura das trilhas. Portanto:

$$\omega = 40\,mil = 1{,}016\,mm\,.$$

A conversão entre mils (uma polegada dividida por mil) e milímetros é:

$$1\,mil = \frac{2{,}54\,cm}{1000} = \frac{25{,}4\,mm}{1000} = 0{,}0254\,mm\,.$$

Neste caso, 50 mils corresponde a:

$$Largura_{mm} = \frac{25{,}4\ mm}{1\,mil \cdot 1000} \cdot Largura_{mil} = \frac{25{,}4\ mm}{1\,mil \cdot 1000} \cdot 50\ mil = 1{,}27\,mm\,.$$

Por outro lado, para obter o valor em mils:

$$Largura_{mil} = \frac{1\,mil \cdot 1000}{25{,}4\ mm} \cdot Largura_{mm} = \frac{1\,mil \cdot 1000}{25{,}4\ mm} \cdot 1{,}27 = 50\,mil\,.$$

Alguns valores comuns, aproximados, são dados na Tabela 4.

O espaçamento entre as trilhas depende do processo usado para elaboração da placa de circuito impresso. Quando se usa fresagem, a distância entre as trilhas é determinada pela precisão e ferramenta utilizada pela máquina. Ao confeccionar a placa pelo processo de corrosão, artesanal, deve-se deixar uma distância razoável entre as trilhas, para evitar que as mesmas permaneçam unidas após a corrosão. Pode-se adotar então um espaçamento de 1,016 mm. Assim:

$$s = 40\,mil = 1{,}016\,mm\,.$$

Tabela 4 – Valores comuns de largura de trilhas.

Polegada/1000	Milímetros
1 mil	0,0254 mm
5 mil	0,127 mm
10 mil	0,254 mm
20 mil	0,508 mm
30 mil	0,762 mm
40 mil	1,016 mm
50 mil	1,27 mm
60 mil	1,524 mm
70 mil	1,778 mm
80 mil	2,032 mm
90 mil	2,286 mm
100 mil	2,54 mm

Para aplicar a expressão que determina a indutância seria necessário conhecer o comprimento interno do indutor, comprimento externo e número de espiras. No entanto, o número de espiras é a variável procurada na equação a seguir:

$$L = k_1 \cdot \mu_o \cdot \frac{N^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho}.$$

Onde:

- $k_1 = 2{,}34$ e $k_2 = 2{,}75$ para formato quadrado;
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[Wb / A / m \right]$;
- N – número de espiras;
- $d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} [m]$ – comprimento médio;
- $\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} [m]$ – razão dos comprimentos interno e externo.

O indutor em projeto está mostrado na Figura 36.

Considerando um comprimento interno de aproximadamente 1 cm:

$d_{in} \cong 1{,}016\, cm = 10{,}16\, mm = 400\, mil$.

Com base na Figura 34, pode-se obter que:

$$d_{util} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2};$$

$$d_{util} \cong \omega \cdot N + s \cdot \left(N - 1 \right) = N \cdot \left(\omega + s \right) - s .$$

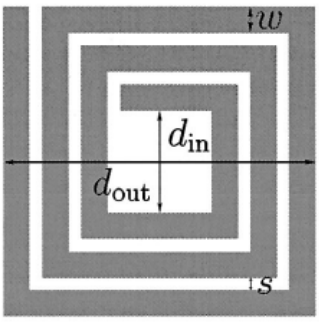


Figura 36 – Indutor em projeto.

Daí pode-se escrever:

$$\frac{d_{out}+d_{in}}{2} = N\cdot\left(\omega+s\right)-s\,;$$

$$d_{out} = 2\cdot\left[N\cdot\left(\omega+s\right)-s\right]+d_{in}\,.$$

E prosseguindo:

$$d_{avg} = N\cdot\left(\omega+s\right)-s+d_{in}\,.$$

$$\rho = \frac{N\cdot\left(\omega+s\right)-s}{N\cdot\left(\omega+s\right)-s+d_{in}}\,.$$

Tem-se então a expressão completa para calcular a indutância:

$$L = k_1\cdot\mu_o\cdot N^2\cdot\frac{N\cdot\left(\omega+s\right)-s+d_{in}}{1+k_2\cdot\dfrac{N\cdot\left(\omega+s\right)-s}{N\cdot\left(\omega+s\right)-s+d_{in}}}$$

A solução desta expressão não é trivial, e para facilitar a obtenção do número de espiras (*N*) mostra-se um ábaco na Figura 37 a seguir. Nesta figura, o número de espiras varia de 1 à 10 e a indutância calculada de 0 à 3,5 µH.

Por exemplo, consultando a Figura 37, para obter uma indutância de 1 µH serão necessárias aproximadamente 6 espiras. Aplicando este número de espiras na equação se obtém:

$$L = 2{,}34\cdot 4\pi\cdot 10^{7}\cdot 6^{2}\cdot\frac{6\cdot\left(1{,}016\cdot10^{-3}+1{,}016\cdot10^{-3}\right)-s+10{,}16\cdot10^{-3}}{1+2{,}75\cdot\dfrac{6\cdot\left(1{,}016\cdot10^{-3}+1{,}016\cdot10^{-3}\right)-10{,}16\cdot10^{-3}}{6\cdot\left(1{,}016\cdot10^{-3}+1{,}016\cdot10^{-3}\right)-1{,}016\cdot10^{-3}+10{,}16\cdot10^{-3}}} = 0{,}925\,\mu H$$

Alguns valores de indutância e de largura externa em função do número de espiras são mostrados na Tabela 5. Para determinar a largura externa usou-se:

$$d_{out} = 2 \cdot \left[N \cdot (\omega + s) - s \right] + d_{in} .$$

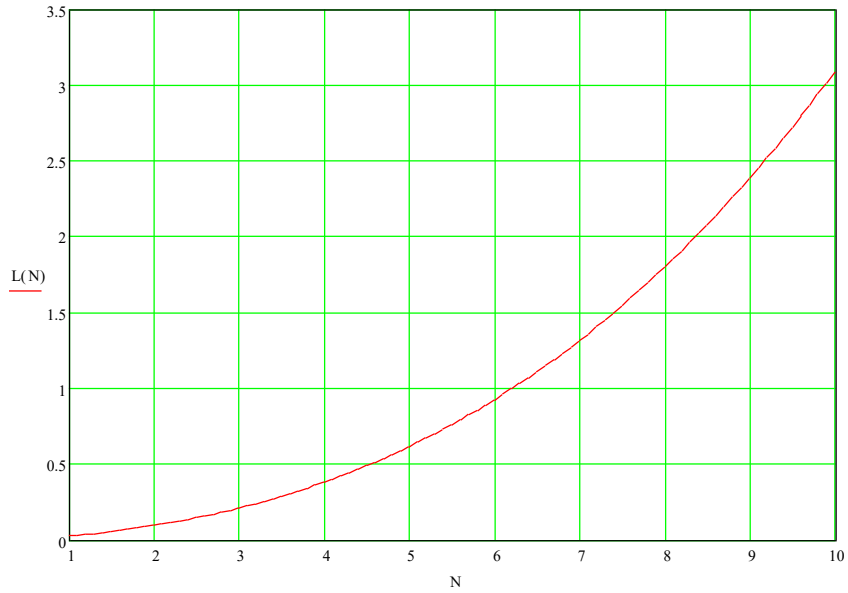


Figura 37 - Ábaco para determinar o número de espiras em função da indutância em μH

Tabela 5 – Alguns valores de indutância e números de espiras.

N [espiras]	L [μH]	d_{out} [mm]
1	0,026	12,192
2	0,095	16,256
3	0,21	20,32
4	0,381	24,384
5	0,616	28,448
6	0,925	32,512
7	1,318	36,576
8	1,804	40,64
9	2,392	44,704
10	3,092	48,768

É importante salientar que estes cálculos são aproximados e o valor obtido na prática será diferente do determinado aqui. Para se obter valores mais condizentes com os práticos seria necessário usar algum *software* de simulação de elementos eletromagnéticos.

Para finalizar esta etapa de projeto do indutor, mostra-se abaixo um resumo dos dados necessários para o desenho no *software* de placas de circuito impresso.

- $L \cong 1 \mu H$;
- N = 6 espiras;
- $\omega = 1{,}016\ mm = 40\ mil$ – largura das trilhas;
- $s = 1{,}016\ mm = 40\ mil$ – espaçamento entre as trilhas;
- $d_{in} = 10{,}16\ mm = 400\ mil$ – largura interna do indutor;
- $d_{out} = 32{,}512\ mm = 1280\ mil$ – largura externa do indutor.

4.6 Projeto de Indutores com Núcleo de Ferrite

Neste item será apresentado o projeto de indutores com núcleo de ferrite, ou seja, que irão operar em altas frequências, utilizando núcleos com o formato do tipo EE, conforme mostrado na Figura 38. Nesta figura também pode-se observar o carretel que será utilizado para acomodar as espiras do indutor.

O núcleo tem uma área denominada de *Ae*, ou área da perna central. Já o carretel tem uma área útil (onde ficará alojado o enrolamento) denominada de *Aw*, ou área da janela.

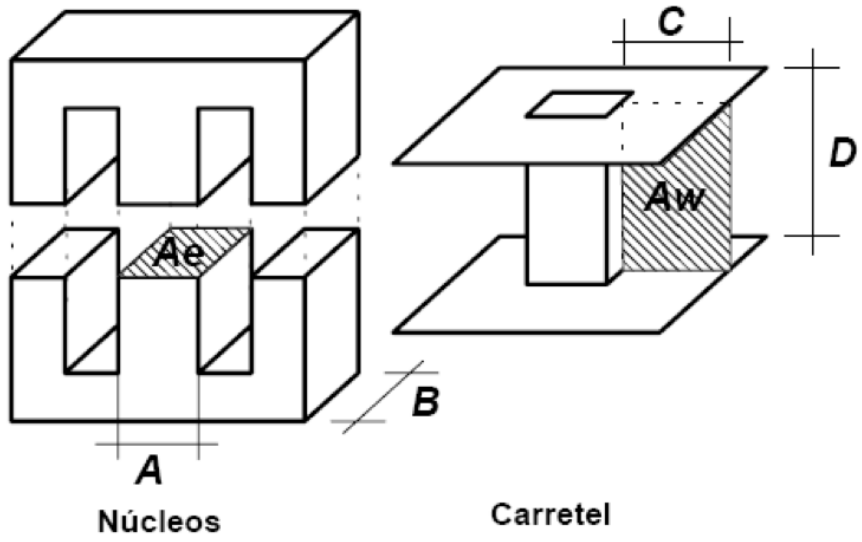


Figura 38 – Núcleo e carretel com formato EE.

Fonte: (Barbi, 2007).

O projeto é iniciado pela especificação de alguns parâmetros que devem ser conhecidos, quais sejam:

- L – indutância do elemento;
- F_s – frequência de operação do indutor;
- $I_{L(pk)}$ – corrente de pico (máxima no indutor);
- $I_{L(ef)}$ – corrente eficaz no indutor;
- ΔI_L – ondulação (*ripple*) de corrente no indutor;
- k – fator de utilização do enrolamento, em geral 70%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- B – densidade de fluxo máximo, que depende do núcleo escolhido. Para o núcleo do fabricante Thornton, com as curvas mostradas na Figura 16, usa-se o valor de 0,35 T;
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}\, Wb / A / m$ – permeabilidade do vácuo.

Inicialmente determina-se o produto de áreas para o núcleo, que permitirá a sua escolha:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{L(pk)} \cdot I_{L(ef)} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} \left[cm^4 \right].$$

O núcleo pode ser escolhido no sítio do fabricante ou pela Tabela 6, que apresenta alguns núcleos do tipo EE do fabricante Thornton.

Tabela 6 – Alguns núcleos EE do fabricante Thornton.

Núcleo	**A_e [cm^2]**	**A_w [cm^2]**	**l_e [cm]**	**l_t [cm]**	**V_e [cm^3]**	**A_eA_w [cm^2]**
E-20	0,31	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Fonte: (Barbi, 2007).

A seguir calcula-se o número de espiras do indutor:

$$N = \frac{L \cdot I_{L(pk)} \cdot 10^4}{B \cdot A_e}.$$

O entreferro será dado por:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} \left[cm \right].$$

A variação de densidade de fluxo, causada pela variação (*ripple*) na corrente será:

$$\Delta B = B \frac{\Delta I_L}{I_{L(pk)}}.$$

As perdas no núcleo podem ser determinadas, considerando os fatores empíricos:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5}.$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10}.$$

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot \left(K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2 \right) \cdot V_e.$$

Em seguida escolhe-se o condutor, levando em conta a profundidade de penetração, dependente da frequência de operação.

A resistência dos condutores do enrolamento será determinada pela expressão a seguir, onde N_{fios} é o número de fios em paralelo para atender ao critério da corrente de condução.

$$R_{fio} = N \cdot \frac{\rho}{N_{fios}} \cdot l_t .$$

Assim, as perdas no fio serão:

$$P_{fio} = R_{fio} \cdot I_{(ef)}^2 \left[W \right].$$

A perda total no indutor será:

$$P = P_{nucleo} + P_{fio} .$$

Pode-se então calcular a elevação de temperatura do elemento magnético:

$$R_{ter} = 23 \cdot \left(AeAw \right)^{-0,37} \left[{}^{o}C / W \right].$$

$$\Delta T = R_{ter} \cdot P \left[{}^{o}C \right].$$

Finalmente pode-se determinar o fator de ocupação e verificar se é possível construir o indutor projetado.

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol} \cdot N_{fios} \cdot N \left[cm^2 \right].$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}} .$$

Na prática este fator de ocupação deve ser da ordem de 70% ou menos, para que seja possível construir o elemento magnético.

5 Transformadores

5.1 Indução Eletromagnética

As Leis de Faraday e de Lenz se aplicam aos transformadores, do mesmo modo que se aplicam aos indutores. Considere o transformador da Figura 39, onde se tem o acoplamento entre os dois enrolamentos realizado pelo ar. Lembre que o enrolamento no qual a fonte é aplicada é

denominado primário, e o enrolamento no qual a carga é conectada é chamado de secundário.

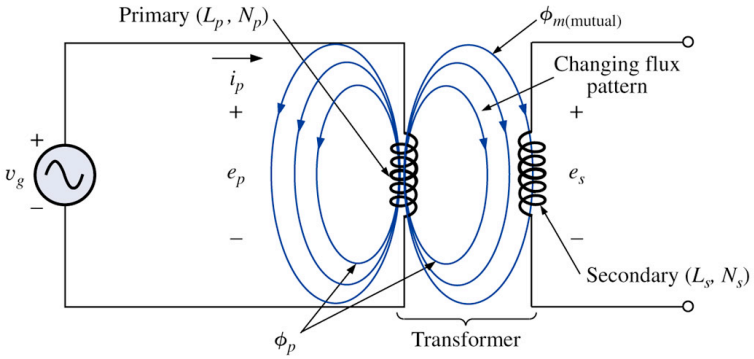


Figura 39 – Transformador com núcleo de ar.

Fonte: (Boylestad, 2004).

O fluxo criado pelo enrolamento primário é denominado de Φ_p e o fluxo que envolve o secundário é denominado de fluxo mútuo Φ_m.

A tensão induzida sobre o enrolamento primário será:

$$e_p(t) = N_p \frac{d\phi_p}{dt};$$

$$e_p(t) = L_p \frac{di_p}{dt}.$$

Já no enrolamento secundário se terá:

$$e_s(t) = N_s \frac{d\phi_s}{dt};$$

$$e_s(t) = L_s \frac{di_s}{dt}.$$

Como o fluxo se mantém:

$$\phi_m = \phi_s.$$

Então:

$$e_s(t) = N_s \frac{d\phi_p}{dt}.$$

A relação entre o fluxo do primário e o fluxo mútuo é o coeficiente de acoplamento do transformador, que idealmente seria unitário. Quanto melhor acoplados estiverem os enrolamentos, mais próximo da unidade será este fator.

$$k = \frac{\phi_m}{\phi_p}.$$

Para transformadores com núcleo de material ferromagnético, conforme mostrado na Figura 40, considerando operação com tensão de entrada senoidal:

$$i_p(t) = \sqrt{2} \cdot I_p \cdot sen(\omega t);$$

$$\phi_m = \Phi_m \cdot sen(\omega t).$$

A tensão induzida no primário será:

$$e_p(t) = N_p \frac{d\phi_p}{dt} = N_p \frac{d\phi_m}{dt};$$

$$e_p(t) = N_p \frac{d\left(\Phi_m \cdot sen(\omega t)\right)}{dt} = \omega \cdot N_p \cdot \Phi_m \cdot \cos(\omega t) = \omega \cdot N_p \cdot \Phi_m \cdot sen(\omega t + 90^o).$$

O valor eficaz da tensão no primário será:

$$E_{p(ef)} = \frac{\omega \cdot N_p \cdot \Phi_m}{\sqrt{2}}.$$

Portanto:

$$E_{p(ef)} = 4{,}44 \cdot f \cdot N_p \cdot \Phi_m.$$

Esta relação será utilizada posteriormente para o projeto de transformadores operando em baixa frequência e com tensão senoidal na entrada.

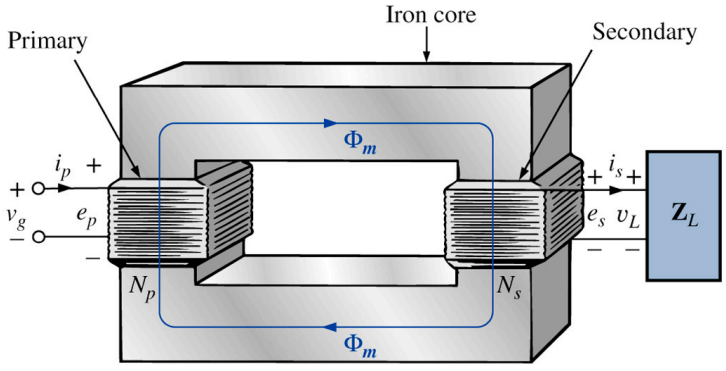


Figura 40 – Transformador com núcleo ferromagnético.

Fonte: (Boylestad, 2004).

5.2 Modelo Elétrico do Transformador

O circuito elétrico equivalente completo de um transformador é mostrado na Figura 41 onde se pode notar as capacitâncias dos enrolamentos (C_p e C_s), a resistência do enrolamento primário (R_p) e do enrolamento secundário (R_s), a indutância de dispersão (devida ao fluxo disperso/não-acoplado) do primário (L_p) e do secundário (L_s), as perdas no núcleo representadas por uma resistência (R_C), a indutância de magnetização (L_m) responsável por criar o campo magnético para o funcionamento do elemento magnético, e finalmente as indutâncias do primário e secundário representadas por N_p e N_s.

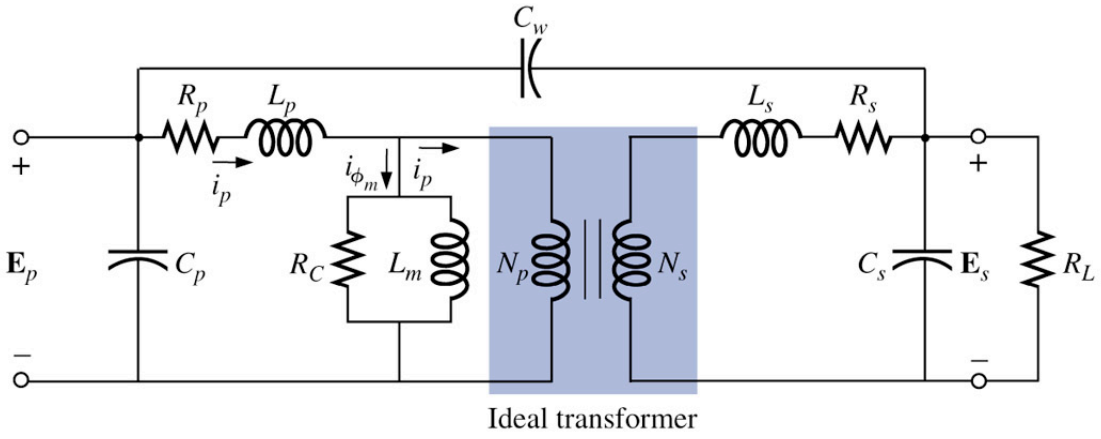


Figura 41 – Circuito elétrico equivalente de um transformador.

Fonte: (Boylestad, 2004).

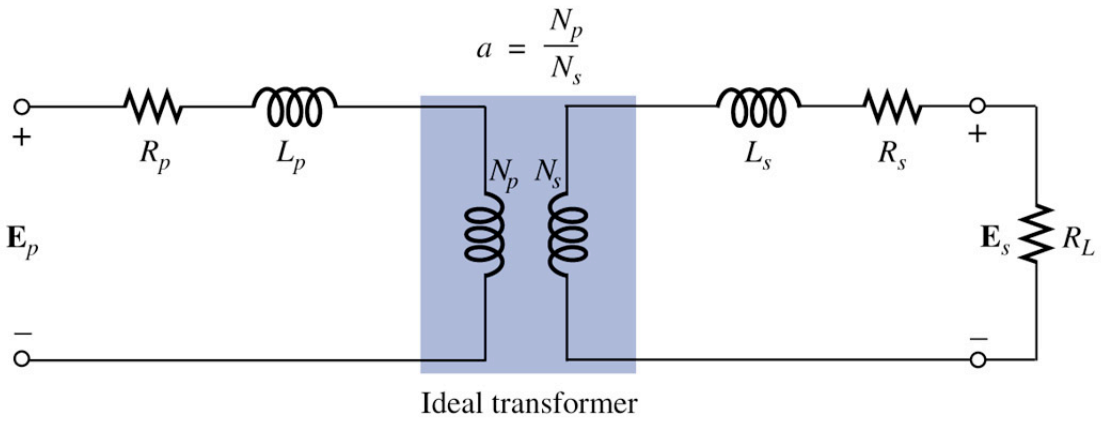


Figura 42 – Circuito elétrico equivalente e simplificado de um transformador.

Fonte: (Boylestad, 2004).

Em geral o circuito da Figura 41 será simplificado, usando-se o circuito da Figura 42. Isso é feito pelo fato de que em frequências baixas (60 Hz) e médias (<500 kHz) pode-se ignorar as capacitâncias dos enrolamentos. Além disso, a corrente de magnetização normalmente é menor do que 10% da corrente nominal do transformador, sendo desprezada quando se opera em baixa

frequência (60 Hz), assim a indutância L_m é retirada do circuito. Por fim, as perdas podem ser calculadas em separado, tirando-se também a resistência R_C.

5.3 Polaridade dos Enrolamentos do Transformador

Um transformador possui dois ou mais enrolamentos e isso implica que as tensões induzidas e correntes que circulam pelos mesmos tem sentidos e polaridades determinadas pela forma como as espiras são bobinadas (enroladas) no carretel. Deste modo, é muito importante durante a construção do transformador, que sejam identificadas as polaridades dos enrolamentos. Isso pode ser feito por meio de marcações nos fios, indicando o início e fim de cada bobina.

A Figura 43 mostra um transformador com um sinal alternado aplicado no enrolamento primário. A forma de onda obtida em sua saída (enrolamento secundário) é mostrada na mesma figura. Atente para a fase dos sinais de entrada e de saída.

Por sua vez, na Figura 44 se tem um transformador com a polaridade trocada entre primário e secundário. Verifique que os sinais estão em anti-fase.

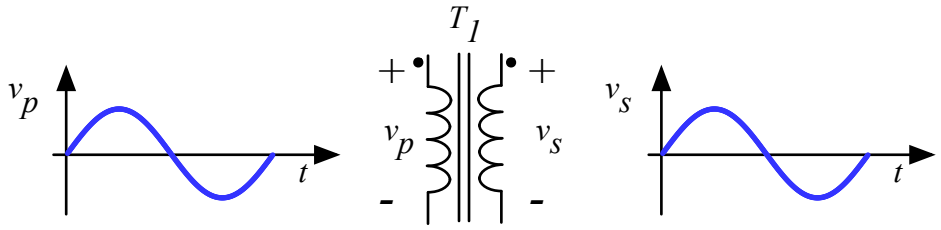


Figura 43 – Transformador com sinais em fase (polaridade igual).

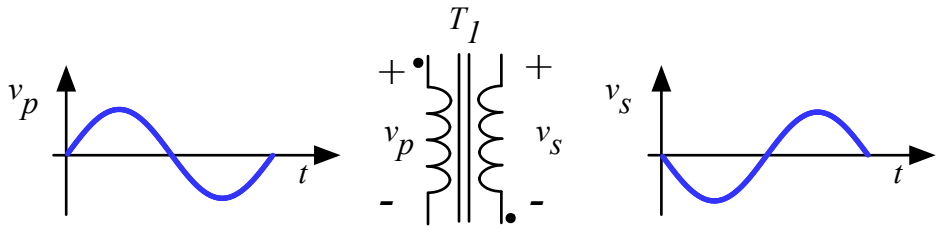


Figura 44 – Transformador com sinais defasados (polaridade diferente).

A polaridade (ponto ao lado dos enrolamentos) é definida no momento de se enrolar as espiras no carretel. Para demonstrar como isso ocorre, mostra-se na Figura 45 um transformador com núcleo cilíndrico e três enrolamentos. Pode-se verificar que os enrolamentos N_1 e N_2 estão com as polaridades iguais (mesmo sentido do enrolamento), enquanto o enrolamento N_3 está com a polaridade trocada, pois foi enrolado em sentido contrário. Atente para a fase dos sinais mostrados na figura.

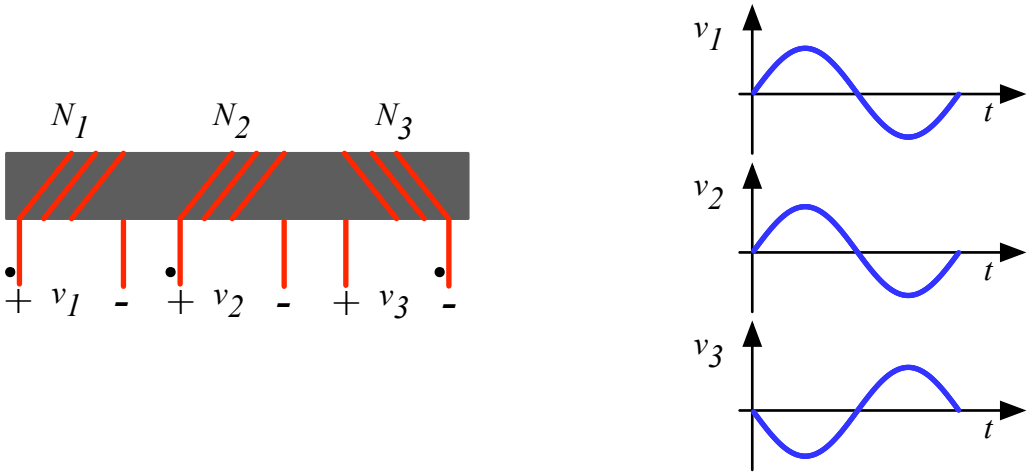


Figura 45 – Transformador com núcleo cilíndrico e identificação da polaridade das bobinas.

5.4 Projeto de Transformador para Baixa Frequência

Os transformadores de baixa frequência utilizam ferro silício, devido a sua alta permeabilidade relativa. Estes núcleos são laminados com chapas do tipo EI, que possuem dimensões dadas pela Tabela 7. Na Figura 46 apresentam-se as principais dimensões das chapas com formato EI padronizadas pela indústria.

A montagem das lâminas é realizada intercalando-se as mesmas, sem entreferro, quando se está construindo um transformador. Por sua vez, se a construção for de um indutor, a montagem será realizada conforme a Figura 47.

Tabela 7 - Tamanhos de carretéis e chapas "EI" padrão.

a [cm]	a x c [cm x cm]	Alt. x Larg. x Comp. [cm x cm x cm]
1,6	1,6 x 1,6	4,00 x 4,8 x 3,2
1,6	1,6 x 2,2	4,00 x 4,8 x 3,8
1,6	1,6 x 2,3	4,00 x 4,8 x 3,9
1,9	1,9 x 1,9	4,75 x 5,7 x 3,8
1,9	1,9 x 2,2	4,75 x 5,7 x 4,1
2,2	2,2 x 2,2	5,50 x 6,6 x 4,4
2,2	2,2 x 3,0	5,50 x 6,6 x 5,2
2,5	2,5 x 2,5	6,25 x 7,5 x 5,0
2,9	2,9 x 2,9	7,25 x 8,7 x 5,8
3,2	2,9 x 3,8	8,00 x 9,6 x 6,7
3,2	3,2 x 3,2	8,00 x 9,6 x 6,4
3,2	3,2 x 3,8	8,00 x 9,6 x 7,0
3,2	3,2 x 5,0	8,00 x 9,6 x 8,2

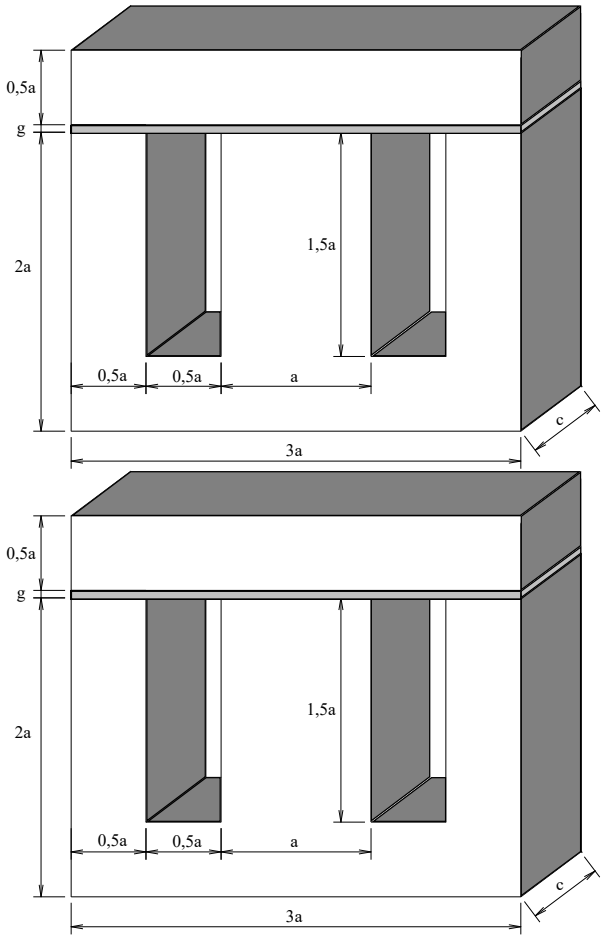


Figura 46 – Dimensões das chapas EI de transformadores de baixa frequência.

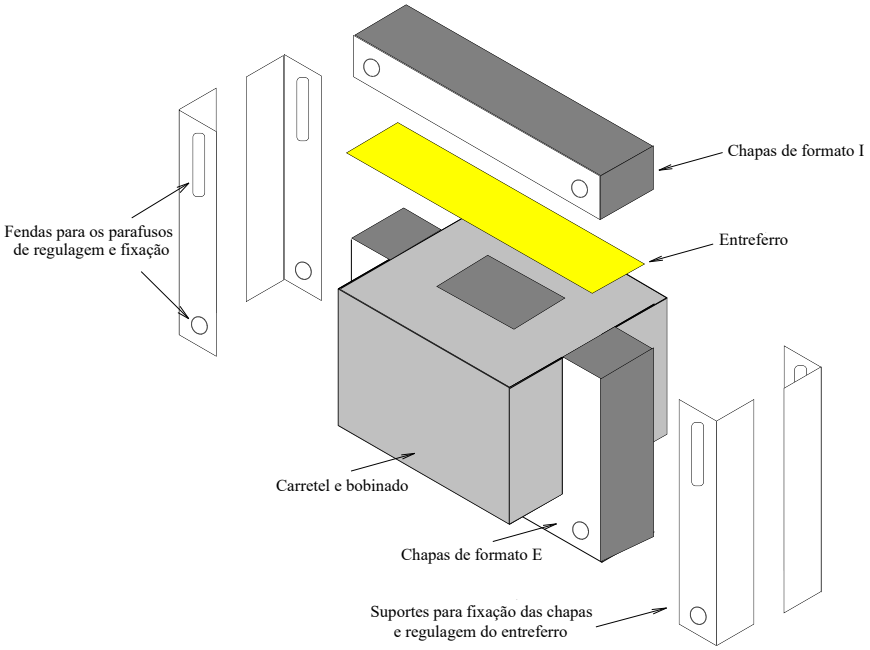


Figura 47 – Montagem das lâminas EI para o caso de um indutor.

A metodologia de projeto adotada neste item está baseada em (Martignoni, 1991). O

projeto é iniciado pela especificação de alguns parâmetros que devem ser conhecidos, quais sejam:

- V_p – tensão de entrada (eficaz);
- V_s – tensão de saída (eficaz);
- F_r – frequência de operação do transformador;
- S_o – potência aparente de saída do transformador;
- B_m – fluxo máximo para lâminas de ferro silício;
- k – fator de utilização do enrolamento, em geral 70%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- D_{iso} – espessura do isolamento entre os enrolamentos;
- a – largura da perna central do núcleo;
- c – comprimento do núcleo.

A relação de transformação será:

$$Rt = \frac{V_p}{V_s}.$$

A área geométrica do núcleo será:

$$S_g = a \cdot c \left[cm^2 \right].$$

A seguir se determina a seção magnética do núcleo, deixando-se uma folga de 10% na seção geométrica:

$$S_m = 0{,}9 \cdot S_g \left[cm^2 \right].$$

A potência do transformador é calculada por:

$$S_T = \left(\frac{S_m}{7{,}5} \right)^2 \cdot F_r \left[VA \right].$$

Se a potência calculada for inferior ao valor da potência de saída desejada, então se deve escolher novos valores para o par “a” e “c” dos dados iniciais.

O número de espiras do primário e do secundário será:

$$N_p = \frac{10^8 \cdot V_p}{4{,}44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot F_r}.$$

$$N_s = \frac{N_p}{Rt}.$$

As correntes nos enrolamentos, desprezando as perdas no transformador, serão:

$$I_{p(ef)} = \frac{S_o}{V_p}.$$

$$I_{s(ef)} = \frac{S_o}{V_s}.$$

Pode-se então determinar os condutores a serem utilizados com a ajuda da Tabela 2. Neste caso não é necessário calcular a profundidade de penetração, pois como a frequência de operação será baixa (60 Hz), o diâmetro permitido para o condutor será bem maior do que os diâmetros usuais para os fios esmaltados utilizados para a construção de transformadores.

A resistência dos enrolamentos pode ser obtida por:

$$R_p = \rho_{fio_p} \cdot l_{fio_p} \cdot 100 = \rho_{fio_p} \cdot N_p \cdot \left(2 \cdot a + 2 \cdot c\right) \cdot 100 = 2 \cdot \rho_{fio_p} \cdot N_p \cdot \left(a + c\right) \cdot 100 \left[\Omega\right].$$

$$R_s = \rho_{fio_s} \cdot l_{fio_s} \cdot 100 = \rho_{fio_s} \cdot N_s \cdot \left(2 \cdot a + 2 \cdot c\right) \cdot 100 = 2 \cdot \rho_{fio_s} \cdot N_s \cdot \left(a + c\right) \cdot 100 \left[\Omega\right].$$

O multiplicador 100 nas expressões anteriores serve para ajustar a resistividade da Tabela 2 para metros.

Assim, a potência dissipada nos enrolamentos será:

$$P_{fio} = \left(R_p \cdot I_{p(ef)}^2 + R_s \cdot I_{s(ef)}^2\right) \left[W\right].$$

O fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{0{,}75 \cdot a^2}{N_p \cdot A_{fio_p} + N_s \cdot A_{fio_s}}.$$

5.5 Projeto de Transformadores com Núcleo de Ferrite

Neste item será apresentado o projeto de transformadores com núcleo de ferrite, ou seja, que irão operar em altas frequências, utilizando núcleos com o formato do tipo EE, conforme mostrado na Figura 38. Serão feitos dois projetos, um para o transformador do conversor cc-cc do tipo Forward e outro para o conversor cc-cc do tipo Flyback.

5.5.1 Transformador do conversor cc-cc Forward

Assim como para o indutor com núcleo de ferrite, o projeto é iniciado pela especificação de alguns parâmetros que devem ser conhecidos, quais sejam:

- V_i – tensão de entrada do conversor;
- V_o – tensão de saída do conversor;
- F_s – frequência de operação do conversor;

- P_o – potência de saída do conversor;
- k_p – fator de ocupação do primário, deve ser da ordem de 50%;
- k_w – fator de utilização da janela do carretel, em geral 40%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- B – densidade de fluxo máximo, que depende do núcleo escolhido. Para o núcleo do fabricante Thornton, com as curvas mostradas na Figura 16, usa-se o valor de 0,3 T;
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}\, Wb / A / m$ – permeabilidade do vácuo;
- D_{max} – razão cíclica máxima de operação do conversor. Da ordem de 40%;
- V_F – queda de tensão direta do diodo do conversor;
- η – rendimento estimado do conversor. Tipicamente se utiliza 75%.

Inicialmente determina-se o produto de áreas para o núcleo, que permitirá a sua escolha:

$$AeAw = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot F_s \cdot B \cdot \eta} \left[cm^4 \right].$$

A seguir calcula-se o número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{V_i}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot F_s}.$$

A relação de transformação será:

$$Rt = \frac{N_s}{N_p} = 1{,}1 \cdot \frac{V_o + V_F \cdot D_{\max}}{V_i \cdot D_{\max}}.$$

Logo, o número de espiras do secundário será:

$$N_s = Rt \cdot N_p.$$

O número de espiras do terciário (enrolamento de desmagnetização) é igual ao número de espiras do primário:

$$N_t = N_p.$$

As perdas no núcleo podem ser determinadas, considerando os fatores empíricos:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5}.$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10}.$$

$$P_{nucleo} = B^{2,4} \cdot \left(K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2 \right) \cdot V_e.$$

Em seguida escolhe-se o condutor, levando em conta a profundidade de penetração, dependente da frequência de operação.

O enrolamento secundário será escolhido pela corrente eficaz, dada por:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o}.$$

$$I_{s(ef)} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}.$$

Já a corrente eficaz no primário será:

$$I_{p(ef)} = \frac{4 \cdot P_o}{V_i}.$$

A corrente eficaz no terciário (desmagnetização) é da ordem de 20% da corrente do primário, portanto:

$$I_{t(ef)} = 0{,}2 \cdot I_{p(ef)}.$$

As resistências dos enrolamentos serão:

$$R_p = N_p \cdot \frac{\rho_{fio_p}}{N_{fios_p}} \cdot l_t.$$

$$R_s = N_s \cdot \frac{\rho_{fio_s}}{N_{fios_s}} \cdot l_t.$$

$$R_t = N_t \cdot \frac{\rho_{fio_t}}{N_{fios_t}} \cdot l_t.$$

O número de fios (N_{fios_p}, N_{fios_s} e N_{fios_t}) de cada enrolamento deve ser levado em conta no cálculo da resistência. Deve-se tomar cuidado também com a resistividade, que será diferente para cada enrolamento.

Assim, as perdas no fio serão:

$$P_{fio} = R_{fio_p} \cdot I^2_{p(ef)} + R_{fio_s} \cdot I^2_{s(ef)} + R_{fio_t} \cdot I^2_{t(ef)}.$$

A perda total no transformador será:

$$P = P_{nucleo} + P_{fio}.$$

Pode-se então calcular a elevação de temperatura do elemento magnético:

$$R_{ter} = 23 \cdot \left(AeAw \right)^{-0,37} \left[{}^{o}C / W \right].$$

$$\Delta T = R_{ter} \cdot P \left[{}^{o}C \right].$$

Finalmente pode-se determinar o fator de ocupação e verificar se é possível construir o indutor projetado.

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol_p} \cdot N_{fios_p} \cdot N_p + A_{fio_isol_s} \cdot N_{fios_s} \cdot N_s + A_{fio_isol_t} \cdot N_{fios_t} \cdot N_t \left[cm^2 \right].$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}}.$$

Na prática este fator de ocupação deve ser da ordem de 70% ou menos, para que seja possível construir o elemento magnético.

5.5.2 Transformador do conversor cc-cc Flyback

Assim como para o transformador para o conversor cc-cc Forward com núcleo de ferrite, o projeto é iniciado pela especificação de alguns parâmetros que devem ser conhecidos, quais sejam:

- V_i – tensão de entrada do conversor;
- V_o – tensão de saída do conversor;
- F_s – frequência de operação do conversor;
- P_o – potência de saída do conversor;
- k_p – fator de ocupação do primário, deve ser da ordem de 50%;
- k_w – fator de utilização da janela do carretel, em geral 40%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- B – densidade de fluxo máximo, que depende do núcleo escolhido. Para o núcleo do fabricante Thornton, com as curvas mostradas na Figura 16, usa-se o valor de 0,3 T;
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} Wb / A / m$ – permeabilidade do vácuo;
- D_{max} – razão cíclica máxima de operação do conversor. Da ordem de 40%;
- V_F – queda de tensão direta do diodo do conversor;
- η – rendimento estimado do conversor. Tipicamente se utiliza 75%.

Inicialmente determina-se o produto de áreas para o núcleo, que permitirá a sua escolha:

$$AeAw = \frac{1{,}1 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot F_s \cdot B}\left[cm^4\right].$$

Como o transformador do conversor cc-cc Flyback opera como elemento armazenador de energia na primeira etapa de operação (chave fechada), para depois transferí-la (chave aberta e diodo conduzindo), seu comportamento é semelhante a um indutor, e portanto deve possuir entreferro. Este é determinado como segue:

$$\Delta W = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s}\left[J\right];$$

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta W}{B^2 \cdot A_e};$$

$$l_g = \frac{\delta}{2}.$$

Para determinar o número de espiras deve-se determinar a corrente máxima (de pico) no primário:

$$I_{p(pk)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{\max}}.$$

A seguir calcula-se o número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{p(pk)}}.$$

A relação de transformação será:

$$Rt = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o + V_F}{V_i} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}}.$$

Logo, o número de espiras do secundário será:

$$N_s = Rt \cdot N_p.$$

As perdas no núcleo podem ser determinadas, considerando os fatores empíricos:

$$K_H = 4 \cdot 10^{-5}.$$

$$K_E = 4 \cdot 10^{-10}.$$

$$P_{nucleo} = B^{2,4} \cdot \left(K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2\right) \cdot V_e.$$

Em seguida escolhe-se o condutor, levando em conta a profundidade de penetração, dependente da frequência de operação.

A corrente eficaz no primário será:

$$I_{p(ef)} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} .$$

A corrente no secundário pode ser obtida por:

$$I_{s(pk)} = \frac{I_{p(pk)}}{Rt};$$

$$I_{s(ef)} = I_{s(pk)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{3}} .$$

As resistências dos enrolamentos serão:

$$R_p = N_p \cdot \frac{\rho_{fio_p}}{N_{fios_p}} \cdot l_t .$$

$$R_s = N_s \cdot \frac{\rho_{fio_s}}{N_{fios_s}} \cdot l_t .$$

O número de fios (N_{fios_p}, N_{fios_s}) de cada enrolamento deve ser levado em conta no cálculo da resistência. Deve-se tomar cuidado também com a resistividade, que será diferente para cada enrolamento,

Assim, as perdas no fio serão:

$$P_{fio} = R_{fio_p} \cdot I_{p(ef)}^2 + R_{fio_s} \cdot I_{s(ef)}^2 .$$

A perda total no transformador será:

$$P = P_{nucleo} + P_{fio} .$$

Pode-se então calcular a elevação de temperatura do elemento magnético:

$$R_{ter} = 23 \cdot \left(AeAw \right)^{-0,37} \left[{}^{o}C / W \right].$$

$$\Delta T = R_{ter} \cdot P \left[{}^{o}C \right].$$

Finalmente pode-se determinar o fator de ocupação e verificar se é possível construir o indutor projetado.

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol_p} \cdot N_{fios_p} \cdot N_p + A_{fio_isol_s} \cdot N_{fios_s} \cdot N_s \left[cm^2 \right].$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}}.$$

6 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Projete um indutor para operar com frequência de 50 kHz, corrente eficaz de 5 A e tenha indutância de 1 mH. Determine:

- Núcleo a ser usado;
- Número de espiras;
- Condutor do enrolamento;
- Perdas no indutor;
- Fator de ocupação.

Inicialmente deve-se determinar o material do núcleo para a construção do indutor. Considerando que a frequência de operação é alta, sugere-se utilizar um núcleo de ferrite, do tipo EE. Poderia ser utilizado também um núcleo de ferrite com outro formato, por exemplo, toroidal.

Determina-se o produto de áreas do núcleo:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{L(pk)} \cdot I_{L(ef)} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} \left[cm^4 \right].$$

Alguns parâmetros não foram fornecidos, deste modo serão atribuídos pelo projetista: quais sejam:

- $I_{L(pk)}$ – corrente de pico (máxima no indutor), será utilizado o mesmo valor que a corrente eficaz, ou seja, 5 A;
- ΔI_L – ondulação (*ripple*) de corrente no indutor, será atribuída uma ondulação de 20% do valor eficaz da corrente, ou seja, de 1 A;

- k – fator de utilização do enrolamento, usa-se 70%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- B – densidade de fluxo máximo, que depende do núcleo escolhido. Para o núcleo do fabricante Thornton, com as curvas mostradas na Figura 16, usa-se o valor de 0,35 T;
- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}\, Wb/A/m$ – permeabilidade do vácuo.

Assim:

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{L(pk)} \cdot I_{L(ef)} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} = \frac{1m \cdot 5 \cdot 5 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,35 \cdot 450} = 2,27\, cm^4 .$$

Da Tabela 12 escolhe o núcleo E 42/15, que possui as características dadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Dados do núcleo escolhido.

Núcleo	**A_e [cm^2]**	**A_w [cm^2]**	**l_e [cm]**	**l_t [cm]**	**V_e [cm^3]**	**A_eA_w [cm^2]**
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84

A seguir calcula-se o número de espiras do indutor:

$$N = \frac{L \cdot I_{L(pk)} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} = \frac{1m \cdot 5 \cdot 10^4}{0,35 \cdot 1,81} \simeq 79 \text{espiras} .$$

O entreferro será dado por:

$$lg = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{79^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-2}}{1m} = 0,14\, cm .$$

A variação de densidade de fluxo, causada pela variação (*ripple*) na corrente será:

$$\Delta B = B \frac{\Delta I_L}{I_{L(pk)}} = 0,35 \frac{1}{5} = 0,07\, T .$$

As perdas no núcleo podem ser determinadas, considerando os fatores empíricos:

$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$.

$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \cdot \left(K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2 \right) \cdot V_e = 0,07^{2,4} \cdot \left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 50k + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 50k^2 \right) \cdot 17,10 ;$$

$$P_{nucleo} = 86,7\, mW .$$

Em seguida escolhe-se o condutor, levando em conta a profundidade de penetração,

dependente da frequência de operação.

A profundidade de penetração será:

$$r \simeq \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{50k}} = 0,033cm.$$

Já o diâmetro máximo do condutor poderá ser obtido por:

$$D = 2 \cdot r = 2 \cdot 0,033 = 0,067\,cm.$$

Assim, usando a Tabela 2, pode-se escolher o fio 22 AWG, que tem suas características mostradas na Tabela 9. Note que qualquer condutor com numeração acima de 22 AWG poderia ser escolhido, visto ter diâmetro menor do que o calculado pela profundidade de penetração.

Tabela 9 – Dados do fio escolhido.

AWG	D_{fio} Diâmetro Cobre [cm]	A_{fio} Área Cobre [cm^2]	D_{fio_isol} Diâmetro Isolamento [cm]	A_{fio_isol} Área Isolamento [cm^2]	ρ @20 ^{0}C [Ω/cm]	ρ @100 ^{0}C [Ω/cm]	I @450 A/cm^2 [A]
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465

O número de fios, considerando uma densidade de corrente de 450 A/cm^2 será determinado pela relação entre a área de cobre necessária para a corrente desejada e a área do fio escolhido (fio 22 AWG):

$$A_{fio_nec} = \frac{I_{L(ef)}}{J} = \frac{5}{450} = 0,011cm^2.$$

$$N_{fios} = \frac{A_{fio_nec}}{A_{fio}} = \frac{0,011}{0,003255} = 3,41 \simeq 4 \text{ fios em paralelo}.$$

A resistência dos condutores do enrolamento será determinada pela expressão a seguir, onde N_{fios} é o número de fios em paralelo para atender ao critério da corrente de condução.

$$R_{fio} = N \cdot \frac{\rho}{N_{fios}} \cdot l_t = 79 \cdot \frac{0,000708}{4} \cdot 8,7 = 0,12\,\Omega.$$

Assim, as perdas no fio serão:

$$P_{fio} = R_{fio} \cdot I^2_{(ef)} = 0,12 \cdot 5^2 = 3W.$$

A perda total no indutor será:

$$P = P_{nucleo} + P_{fio} = 86,7m + 3 = 3,0867W .$$

Pode-se então calcular a elevação de temperatura do elemento magnético:

$$R_{ter} = 23 \cdot \left(AeAw \right)^{-0,37} = 23 \cdot \left(2,84 \right)^{-0,37} = 27,86\,^{o}C / W .$$

$$\Delta T = R_{ter} \cdot P = 27,86 \cdot 3,0867 = 86\,^{o}C .$$

A elevação de temperatura está alta, visto que as perdas no cobre foram significativas. Uma possível solução seria aumentar o número de condutores em paralelo para diminuir a resistência do fio e assim diminuir as perdas no enrolamento.

Finalmente pode-se determinar o fator de ocupação e verificar se é possível construir o indutor projetado.

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol} \cdot N_{fios} \cdot N = 0,004013 \cdot 4 \cdot 79 = 1,268cm^2 .$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}} = \frac{1,268}{1,57} = 0,80 .$$

Pelo resultado obtido nota-se que não seria possível aumentar o número de fios em paralelo para diminuir as perdas no cobre. Neste caso, seria prudente aumentar o tamanho do núcleo e refazer o projeto.

ER 02) Considere um conversor Flyback operando em condução descontínua, com tensão de entrada de 25 V, potência de 5 W, tensão de saída de 5 V, frequência de operação de 40 kHz e razão cíclica máxima de 40%. Projete o transformador para este conversor.

Os parâmetros necessários para este projeto são:

- V_i – tensão de entrada do conversor = 25 V;
- V_o – tensão de saída do conversor = 5 V;
- F_s – frequência de operação do conversor = 40 kHz;
- P_o – potência de saída do conversor = 5 W;
- k_p – fator de ocupação do primário, deve ser da ordem de 50%;
- k_w – fator de utilização da janela do carretel, em geral 40%;
- J – densidade de corrente para os condutores, em geral 450 A/cm^2;
- B – densidade de fluxo máximo, que depende do núcleo escolhido. Para o núcleo do fabricante Thornton, com as curvas mostradas na Figura 16, usa-se o valor de 0,3 T;

- $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}\, Wb / A / m$ – permeabilidade do vácuo;
- D_{max} – razão cíclica máxima de operação do conversor = 40%
- V_F – queda de tensão direta do diodo do conversor. Usa-se em torno de 1 V;
- η – rendimento estimado do conversor. Tipicamente se utiliza 75%.

Inicialmente determina-se o produto de áreas para o núcleo, que permitirá a sua escolha:

$$AeAw = \frac{1{,}1 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot F_s \cdot B} = \frac{1{,}1 \cdot 5 \cdot 10^4}{0{,}4 \cdot 0{,}5 \cdot 450 \cdot 40k \cdot 0{,}3} = 0{,}051 cm^4 .$$

Da Tabela 12 escolhe o núcleo E 30/14, que possui as características dadas na Tabela 10.

Tabela 10 – Dados do núcleo escolhido.

Núcleo	A_e [cm^2]	A_w [cm^2]	l_e [cm]	l_t [cm]	V_e [cm^3]	A_eA_w [cm^2]
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02

O entreferro será:

$$\Delta W = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s} = \frac{5}{0{,}75 \cdot 40k} = 0{,}00017 J ,$$

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta W}{B^2 \cdot A_e} = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}00017}{0{,}3^2 \cdot 1{,}20 \cdot 10^{-4}} = 3{,}88 \cdot 10^{-5}\, mm ,$$

$$l_g = \frac{\delta}{2} = \frac{3{,}88 \cdot 10^{-9}}{2} = 1{,}94 \cdot 10^{-5}\, mm .$$

Para determinar o número de espiras deve-se determinar a corrente máxima (de pico) no primário:

$$I_{p(pk)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{\max}} = \frac{2 \cdot 5}{0{,}75 \cdot 25 \cdot 0{,}4} = 1{,}33 A .$$

A seguir calcula-se o número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{p(pk)}} = \frac{0{,}3 \cdot 3{,}88 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1{,}33} = 6{,}96 \simeq 7 \text{ espiras} .$$

A relação de transformação será:

$$Rt = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o + V_F}{V_i} \cdot \frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} = \frac{5+1}{25} \cdot \frac{1-0{,}4}{0{,}4} = 0{,}36 .$$

Logo, o número de espiras do secundário será:

$N_s = Rt \cdot N_p = 0{,}36 \cdot 7 = 2{,}52 \simeq 3 \text{espiras}$.

Nota-se que o número de espiras do primário e do secundário é pequeno. Pode-se aumentar proporcionalmente o número de espiras de cada enrolamento, se for desejado.

As perdas no núcleo podem ser determinadas, considerando os fatores empíricos:

$K_H = 4 \cdot 10^{-5}$.

$K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

$P_{nucleo} = B^{2,4} \cdot \left(K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2 \right) \cdot V_e = 0{,}3^{2,4} \cdot \left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 40k + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 40k^2 \right) \cdot 8$;

$P_{nucleo} = 0{,}99W$.

Em seguida escolhe-se o condutor, levando em conta a profundidade de penetração, dependente da frequência de operação.

A profundidade de penetração será:

$$r \simeq \frac{7{,}5}{\sqrt{F_s}} = \frac{7{,}5}{\sqrt{40k}} = 0{,}0375cm .$$

Já o diâmetro máximo do condutor poderá ser obtido por:

$D = 2 \cdot r = 2 \cdot 0{,}0375 = 0{,}075cm$.

Assim, usando a Tabela 2, pode-se escolher o fio 21 AWG, que tem suas características mostradas na Tabela 11. Note que qualquer condutor com numeração acima de 21 AWG poderia ser escolhido, visto ter diâmetro menor do que o calculado pela profundidade de penetração.

Tabela 11 – Dados do fio escolhido.

AWG	D_{fio} Diâmetro Cobre [cm]	A_{fio} Área Cobre [cm^2]	$D_{fio\ isol}$ Diâmetro Isolamento [cm]	$A_{fio\ isol}$ Área Isolamento [cm^2]	ρ @20 ^{0}C [Ω/cm]	ρ @100 ^{0}C [Ω/cm]	I @450 A/cm^2 [A]
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847

O número de fios, considerando uma densidade de corrente de 450 A/cm^2 será determinado pela relação entre a área de cobre necessária para a corrente desejada em cada enrolamento e a área do fio escolhido (fio 21 AWG).

A corrente eficaz no primário será:

$$I_{p(ef)} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}} = 1{,}33 \cdot \sqrt{\frac{0{,}4}{3}} = 0{,}48\,A\,.$$

A corrente no secundário pode ser obtida por:

$$I_{s(pk)} = \frac{I_{p(pk)}}{Rt} = \frac{1{,}33}{0{,}36} = 3{,}69\,A\,;$$

$$I_{s(ef)} = I_{s(pk)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{3}} = 3{,}69 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0{,}4}{3}} = 1{,}65\,A\,.$$

A quantidade de condutores em paralelo para cada enrolamento será:

$$A_{fio_nec_p} = \frac{I_{p(ef)}}{J} = \frac{0{,}48}{450} = 0{,}0011 cm^2\,.$$

$$N_{fios_p} = \frac{A_{fio_nec_p}}{A_{fio}} = \frac{0{,}0011}{0{,}004105} = 0{,}25 \simeq 1\,\text{fio}\,.$$

$$A_{fio_nec_s} = \frac{I_{s(ef)}}{J} = \frac{1{,}65}{450} = 0{,}0037\,cm^2\,.$$

$$N_{fios_s} = \frac{A_{fio_nec_s}}{A_{fio}} = \frac{0{,}0037}{0{,}004105} = 0{,}89 \simeq 1\,\text{fio}\,.$$

Note que tanto no primário como no secundário poderiam ser utilizados condutores mais finos, atendendo ao critério da corrente em cada enrolamento.

As resistências dos enrolamentos serão:

$$R_p = N_p \cdot \frac{\rho_{fio_p}}{N_{fios_p}} \cdot l_t = 7 \cdot \frac{0{,}000561}{1} \cdot 6{,}7 = 0{,}026\,\Omega\,.$$

$$R_s = N_s \cdot \frac{\rho_{fio_s}}{N_{fios_s}} \cdot l_t = 3 \cdot \frac{0{,}000561}{1} \cdot 6{,}7 = 0{,}011\,\Omega\,.$$

Assim, as perdas no fio serão:

$$P_{fio} = R_{fio_p} \cdot I^2_{p(ef)} + R_{fio_s} \cdot I^2_{s(ef)} = 0{,}026 \cdot 0{,}48^2 + 0{,}011 \cdot 1{,}65^2 = 0{,}036 W\,.$$

A perda total no transformador será:

$$P = P_{nucleo} + P_{fio} = 0{,}99 + 0{,}036 = 1{,}026 W\,.$$

Pode-se então calcular a elevação de temperatura do elemento magnético:

$$R_{ter} = 23 \cdot \left(AeAw \right)^{-0,37} = 23 \cdot \left(1,02 \right)^{-0,37} = 10\,^{o}C / W \,.$$

$$\Delta T = R_{ter} \cdot P = 10 \cdot 1,026 = 10,26\,^{o}C \,.$$

Finalmente pode-se determinar o fator de ocupação e verificar se é possível construir o indutor projetado.

A área ocupada pelas espiras será:

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol_p} \cdot N_{fios_p} \cdot N_p + A_{fio_isol_s} \cdot N_{fios_s} \cdot N_s \,,$$

$$A_{enrolamento} = 0,005004 \cdot 1 \cdot 7 + 0,005004 \cdot 1 \cdot 3 = 0,05 cm^2 \,,$$

$$A_{enrolamento} = A_{fio_isol_p} \cdot N_{fios_p} \cdot N_p + A_{fio_isol_s} \cdot N_{fios_s} \cdot N_s \,.$$

Portanto, o fator de ocupação será:

$$Fo = \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}} = \frac{0,05}{0,85} = 5,88\% \,.$$

Note que o fator de ocupação é muito baixo, resultando em uma má ocupação da área da janela (A_w) do carretel. Neste caso seria economicamente mais interessante escolher um núcleo menor, mesmo que isso implique especificar um fabricante diferente de materiais magnéticos.

Exercícios Propostos

EP 01) Projete um indutor para operar com frequência de 50 kHz, corrente eficaz de 1 A e tenha indutância de 5 mH.

EP 02) Projete um indutor com núcleo de ar, para operar com frequência de 50 kHz, corrente eficaz de 1 A e tenha indutância de 150 µH.

EP 03) Projete um indutor em placa de circuito impresso, para operar com corrente eficaz de 1 A e tenha indutância de 5 µH.

EP 04) Projete um indutor com núcleo toroidal, para operar com frequência de 50 kHz, corrente eficaz de 1 A e tenha indutância de 500 µH.

EP 05) Considere um conversor Flyback operando em condução descontínua, com tensão de entrada de 12 V, potência de 5 W, tensão de saída de 5 V, frequência de operação de 40 kHz e razão cíclica máxima de 40%. Projete o transformador para este conversor.

EP 06) Considere um conversor Forward operando em condução descontínua, com tensão de entrada

de 25 V, potência de 5 W, tensão de saída de 5 V, frequência de operação de 40 kHz e razão cíclica máxima de 40%. Projete o transformador para este conversor.

EP 07) Considere um conversor Forward operando em condução descontínua, com tensão de entrada de 12 V, potência de 5 W, tensão de saída de 5 V, frequência de operação de 40 kHz e razão cíclica máxima de 40%. Projete o transformador para este conversor.

EP 08) Projete um transformador com núcleo de ferro silício laminado, com tensão de entrada de 220 V, tensão de saída de 12 V, frequência de 60 Hz e corrente de saída de 1 A.

7 Laboratório

7.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de elementos magnéticos, seu projeto e implementação.

Em síntese, objetiva-se:

- Projetar indutores operando com alta frequência;
- Montar um indutor com núcleo de ferrite;
- Realizar medições com o indutor implementado;
- Analisar os resultados obtidos.

7.2 Especificações do Indutor a Ser Construído

As especificações técnicas para o projeto do indutor para ser utilizado em conversores cc-cc operando em condução contínua estão apresentadas na Tabela 12 abaixo.

Tabela 12 – Especificações técnicas.

Grandeza	Valores
Indutância do indutor	5 mH
Corrente de pico no indutor	1 A
Corrente eficaz no indutor	≈ 1 A
Corrente média no indutor	1 A
Ondulação de corrente no indutor	0,1 A
Frequência de comutação do circuito	1 kHz

O núcleo a ser utilizado será o EE 30/7 do fabricante Thornton (http://www.thornton.com.br).

7.3 Projeto de Indutores para Alta Frequência

A partir das especificações de projeto e seguindo a metodologia apresentada em aula, determine os principais elementos do indutor, conforme segue:

Núcleo: _____ Perda no cobre: _____

Número de espiras: _____ Perda no núcleo: _____

Condutor (em AWG): _____ Perda total: _____

Número de fios: _____ Possibilidade de execução: _____

7.4 Resultados

Meça a indutância do indutor na ponte RLC, registrando o valor a seguir. Anote também a resistência ôhmica do indutor.

L_{medido} = _____

R_{medido} = _____

Realize um ensaio térmico, aplicando uma corrente contínua de 1 A, a partir de uma fonte de corrente contínua, ao indutor e meça sua temperatura, anotando os valores na Tabela 13.

Tabela 13 – Valores da temperatura no núcleo e no enrolamento do indutor construído.

Tempo [min]	$T_{núcleo}$ [°C]	$T_{Enrolamento}$ [°C]
0,0		
2,0		
4,0		
6,0		
8,0		
10,0		

Adicione uma imagem (fotografia) do indutor construído.

7.5 Análise dos Resultados

1) O valor da indutância obtido na prática correspondeu ao valor calculado? Comente.
2) O aquecimento do indutor (núcleo e enrolamento) foi condizente com os valores esperados? Comente.

8 Referências

[1] REZENDE, M. S. Materiais e Dispositivos Eletrônicos. São Paulo: Editora Livraria da Física, 2004.

[2] HALLIDAY D. e RESNICK R. Física III. 4. Ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos S.A., 1984.

[3] RAMALHO, R. J. FERRARO, N. J. e SOARES, P. A. T. Os Fundamentos da Física. Volume 3. São Paulo: Editora Moderna, 2006.

[4] BOYLESTAD, R. L. Introdução à Análise de Circuitos. 10. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2004.

[5] BATISTELA, N. J. Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço ao silício. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

[6] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[7] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[8] JONES, D. L. PCB Design Tutorial. 2004. Disponível em:

http://itsp.stab-iitb.org/resource/PCBDesignTutorialRevA.pdf

[9] MARTIGNONI, A. Transformadores. Rio de Janeiro: Globo Editora, 1991.

[10] DIXON, L. H. Magnetics Design for Switching Power Supplies. 2001 Magnetics Design Handbook - MAG100A. Texas Instruments. Acessível em: http://www.ti.com.

16

Capítulo

Conversores CC-CC Isolados

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento dos conversores cc-cc isolados.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc isolados;
- Analisar conversores cc-cc do tipo Flyback;
- Simular conversores cc-cc do tipo Flyback;
- Implementar conversores cc-cc do tipo Flyback.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos conversores cc-cc integrados.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, setembro de 2014 (revisado em maio de 2020).

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost. Aqueles conversores não possuíam transformador, ou seja, não eram isolados. Neste capítulo serão apresentados alguns conversores isolados, com especial ênfase no conversor Flyback.

O conversor Flyback é um conversor Buck-Boost com isolamento, que por sua vez é um conversor abaixador e elevador de tensão, com princípio de funcionamento semelhante ao que foi visto nos capítulos anteriores para os conversores Buck e Boost, com a diferença que agora os componentes serão reposicionados visando obter uma operação diferente daquela dos conversores apenas abaixadores ou elevadores de tensão, substituindo-se o indutor por um transformador.

As aplicações para os conversores cc-cc isolados são diversas, desde fontes chaveadas, equipamentos hospitalares, amplificadores para áudio, dentre outras.

Na Figura 1 mostra-se um conversor Flyback comercial, onde pode-se verificar a presença do transformador com núcleo de ferrite, capacitores de filtro, componentes do estágio de mitigação de interferência eletromagnética (EMI), dentre outros componentes.

Assim, neste capítulo será apresentado o conversor cc-cc Flyback, além de outros conversores isolados, será realizada a descrição das etapas de funcionamento, suas principais formas de onda, análise de seu funcionamento e detalhes de projeto. Serão apresentados resultados de simulação, exercícios resolvidos e propostos e roteiro de laboratório.

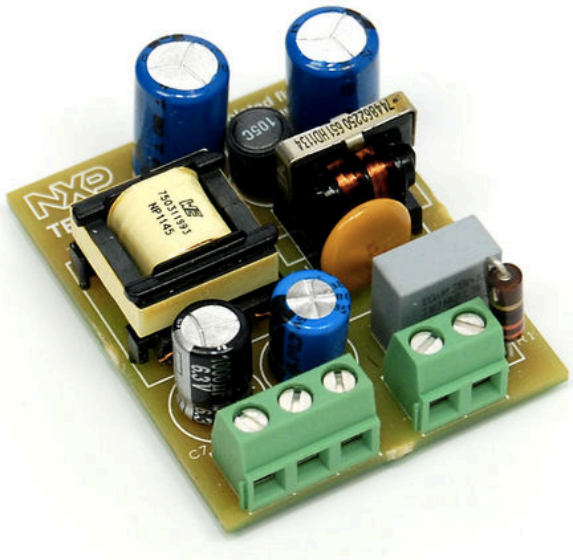


Figura 1 – Exemplo de conversor cc-cc Flyback comercial.

Fonte: www.nxp.com. Acesso em: 30/09/2014.

2 Conversores CC-CC Isolados

2.1 Introdução

O circuito do conversor cc-cc Buck-Boost é mostrado na Figura 2. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um indutor (L_1) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar poder-se-ia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão antes do filtro de saída é representada por v_{ab}. É importante destacar que a tensão de entrada tem polaridade invertida (negativa) em relação à entrada, o que é uma característica peculiar deste conversor.

2.2 Conversor Flyback

O circuito do conversor Flyback é mostrado na Figura 2. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1), um transformador (T_1) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar se poderia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão no secundário por v_s. É importante destacar que a polaridade do transformador tem papel importante no funcionamento do conversor.

A forma de onda da tensão no primário do transformador é mostrada na Figura 3. Esta representa o funcionamento do conversor em condução contínua, sendo a primeira etapa de funcionamento caracterizada pela chave fechada, enquanto a segunda etapa de funcionamento ocorre com a chave aberta e o diodo em condução.

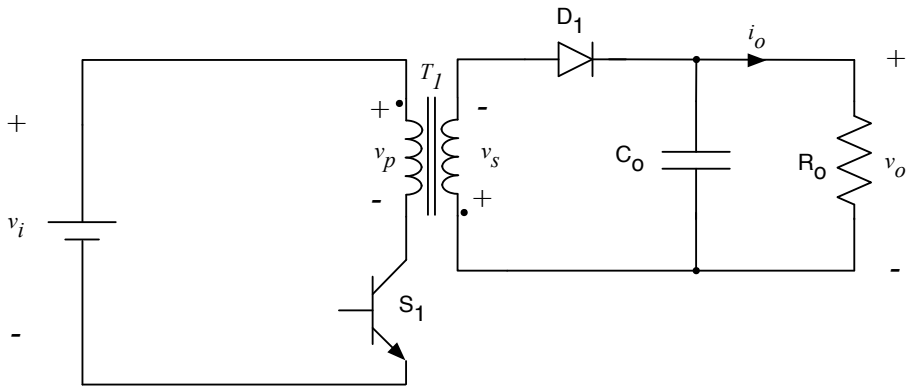


Figura 2 – Conversor Flyback.

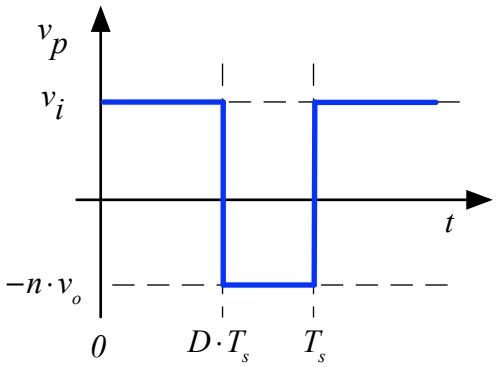


Figura 3 – Forma de onda da tensão no primário do transformador.

Assim como ocorria com os conversores cc-cc não-isolados (Buck, Boost e Buck-Boost), a tensão média sobre o indutor e/ou transformador deve ser nula. Deste modo se tem:

$$V_p = V_{p(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D\cdot T_s}^{T_s} -n\cdot v_o \cdot dt = \frac{V_i}{T_s}\cdot D\cdot T_s - \frac{n\cdot V_o}{T_s}\cdot\left(T_s - D\cdot T_s\right),$$

$$V_p = V_i \cdot D - n\cdot V_o \cdot \left(1-D\right).$$

Assim:

$$V_p = V_i \cdot D - n\cdot V_o \cdot \left(1-D\right) = 0,$$

$$V_i \cdot D = n\cdot V_o \cdot \left(1-D\right),$$

$$\frac{n\cdot V_o}{V_i} = \frac{D}{\left(1-D\right)}.$$

Nota-se pela expressão anterior que o ganho estático do conversor isolado é idêntico ao conversor sem isolamento, com a diferença que a relação de transformação do transformador faz parte da equação.

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}.$$

A curva que representa o ganho estático do conversor é mostrada na Figura 4.

O conversor cc-cc isolado do tipo Flyback é muito utilizado para a construção de fontes chaveadas de baixa (< 100 W) e médias potências (< 1 kW). Atualmente, as fontes para carregadores de bateria de telefones celulares, dispositivos portáteis de modo geral, e equipamentos eletrônicos de uso residencial, comercial e industrial (roteadores, impressoras, computadores, etc.) empregam largamente os conversores Flyback, pois estes possuem pequeno número de componentes quando comparados com os demais conversores que serão apresentados na sequência.

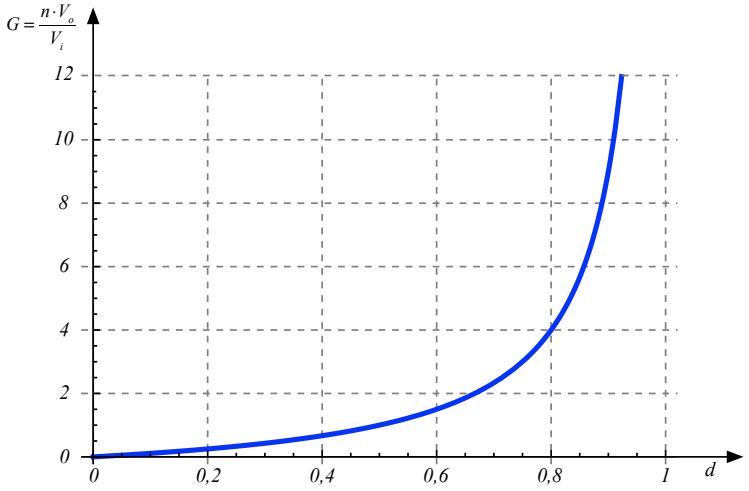


Figura 4 – Ganho estático do conversor Flyback.

2.3 Conversor Forward

O circuito do conversor Forward é mostrado na Figura 5. Pode-se notar que o mesmo é formado por uma chave (S_1), um diodo (D_1) de desmagnetização, um diodo de roda-livre (D_3) e o diodo retificador (D_2), um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representa-se a chave por um transistor bipolar de junção, mas em seu lugar se poderia usar um transistor MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão no secundário por v_s.

A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 6. Esta representa o funcionamento do conversor em condução contínua, sendo a primeira etapa de funcionamento caracterizada pela chave fechada, enquanto a segunda etapa de funcionamento ocorre com a chave aberta e o diodo de roda-livre em condução.

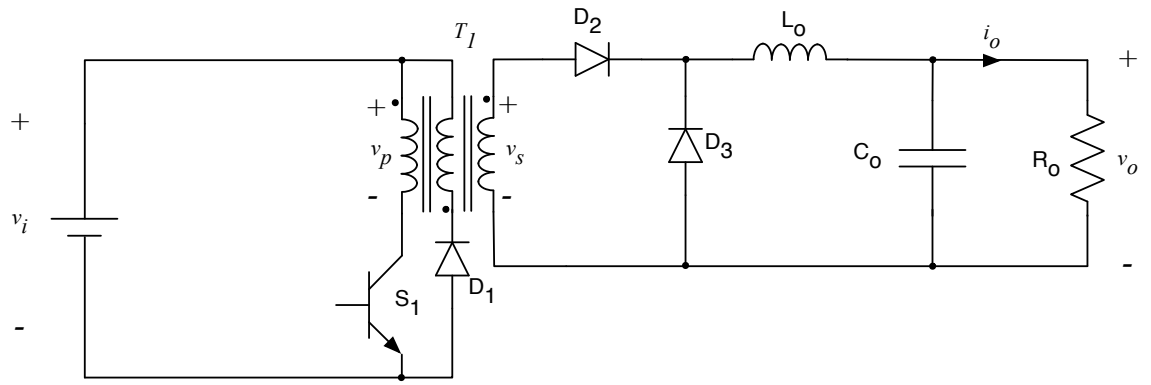


Figura 5 – Conversor Forward.

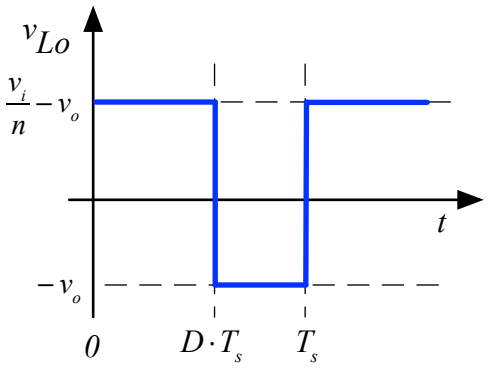


Figura 6 – Forma de onda da tensão sobre o indutor de filtro.

Do mesmo modo como foi feito para o conversor Flyback, também aqui se calcula a tensão média sobre o elemento magnético, que deve ser nula:

$$V_{Lo} = V_{Lo(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s}\left(\frac{v_i}{n} - v_o\right)\cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D\cdot T_s}^{T_s} -v_o \cdot dt = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right)}{T_s}\cdot D\cdot T_s - \frac{V_o}{T_s}\cdot\left(T_s - D\cdot T_s\right),$$

$$\frac{\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right)}{T_s}\cdot D\cdot T_s = \frac{V_o}{T_s}\cdot\left(T_s - D\cdot T_s\right),$$

$$\left(\frac{V_i}{n} - V_o\right)\cdot D = V_o\cdot\left(1 - D\right).$$

Assim:

$$\frac{n\cdot V_o}{V_i} = D\,.$$

Nota-se pela expressão anterior que o ganho estático do conversor isolado é idêntico ao conversor sem isolamento, com a diferença que a relação de transformação do transformador faz parte da equação.

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}\,.$$

A curva que representa o ganho estático do conversor é mostrada na Figura 7.

O conversor cc-cc isolado do tipo Forward é utilizado em potências mais altas do que o conversor Flyback, visto possuir mais componentes, mas possuir uma saída em corrente, devido a presença do indutor de filtro (L_o). O terceiro enrolamento (terciário) e o diodo D_1 servem para fazer a desmagnetização do núcleo do transformador T_1.

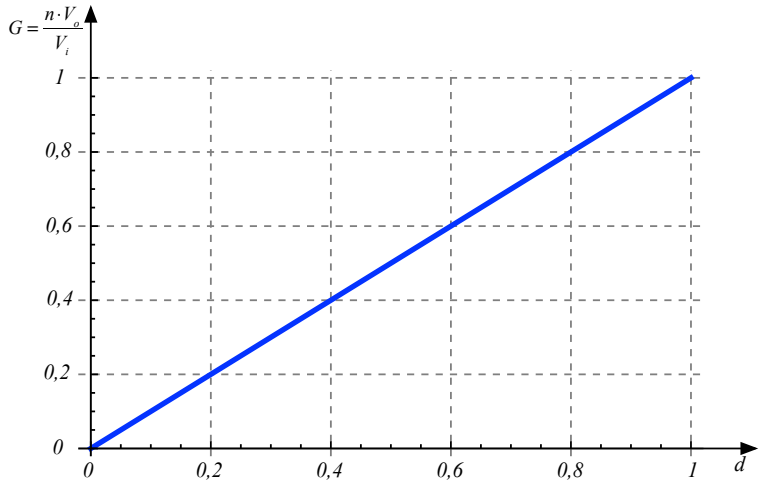


Figura 7 – Ganho estático do conversor Forward.

Uma maneira de diminuir o número de enrolamentos do conversor Forward é adicionar uma chave e um diodo, conforme mostrado na Figura 8, constituindo assim o conversor Forward com duas chaves. Em algumas aplicações este conversor é preferido, por possuir um transformador mais simples do que a versão original do conversor Forward.

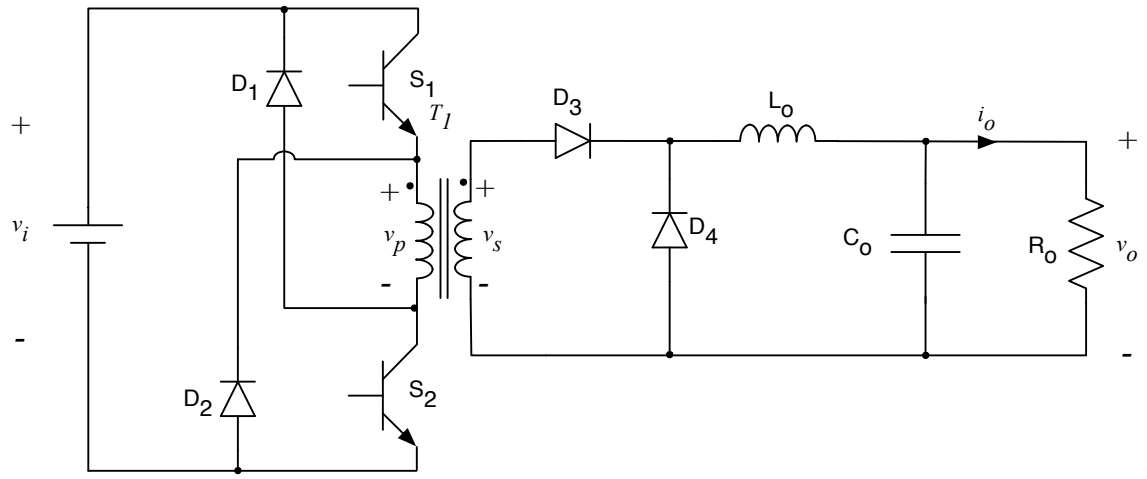


Figura 8 – Conversor Forward com duas chaves.

2.4 Conversor Ponte Completa

O circuito do conversor Ponte Completa é mostrado na Figura 9. Pode-se notar que o mesmo é formado por quatro chaves (S_1 a S_4), seis diodos (D_1 a D_6), sendo quatro (D_1 a D_4) no conversor ponte completa e dois (D_5 e D_6) no lado secundário do transformador, um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, um primário e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é

representada por v_o. A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s.

O conversor Ponte Completa, assim como o Forward, são versões isoladas do conversor Buck, por isso tem a mesma relação entre a tensão de saída e entrada, dada por:

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = D .$$

Onde:

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s} .$$

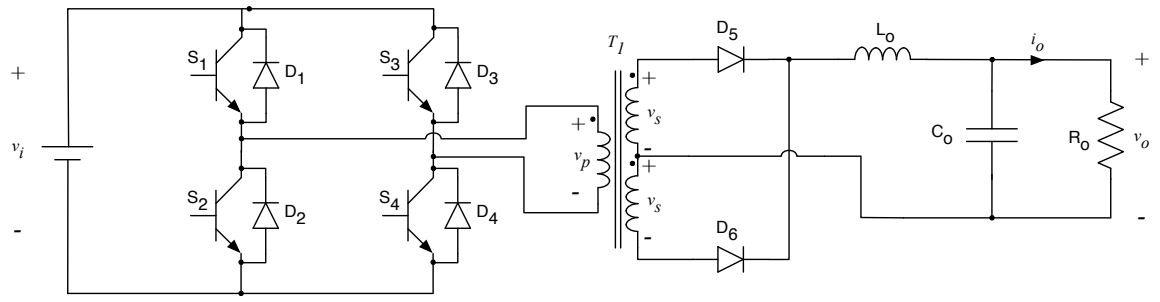


Figura 9 – Conversor Ponte Completa.

2.5 Conversor Meia Ponte

O circuito do conversor Meia Ponte é mostrado na Figura 10. Pode-se notar que o mesmo é formado por duas chaves (S_1 a S_2), sendo que duas das chaves do conversor Ponte Completa (S_3 e S_4) foram substituídas por capacitores (C_1 e C_2), formando um divisor de tensão capacitivo, dois diodos (D_1 a D_2) retificadores, um transformador (T_1) que possui três enrolamentos, um primário e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão no primário do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s.

O conversor Meia Ponte, assim como o Ponte Completa e o Forward, são versões isoladas do conversor Buck, por isso tem a mesma relação entre a tensão de saída e entrada, dada pela expressão a seguir. No entanto, pelo fato de se utilizar o divisor capacitivo, a tensão no primário terá a metade do valor, assim:

$$v_{C1} = v_{C2} = \frac{v_i}{2}$$

$$\frac{n \cdot V_o \cdot 2}{V_i} = D\,.$$

Onde:

$$n = \frac{v_p}{v_s} = \frac{N_p}{N_s}\,.$$

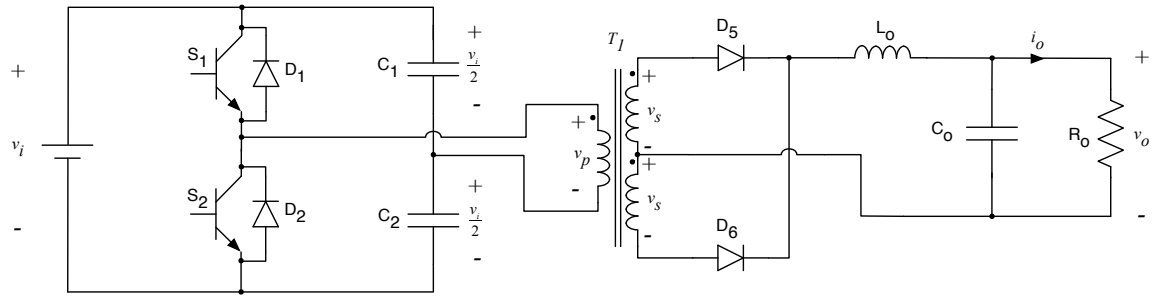


Figura 10 – Conversor Meia Ponte.

2.6 Conversor Push-Pull

O circuito do conversor Push-Pull é mostrado na Figura 11. Pode-se notar que o mesmo é formado por duas chaves (S_1 a S_2), dois diodos (D_1 a D_2) retificadores, um transformador (T_1) que possui quatro enrolamentos, dois primários e dois secundários, por um indutor de filtro (L_o) e por um capacitor de filtro na saída (C_o). A entrada é uma fonte de tensão (v_i) e sua saída é uma carga resistiva (R_o). Neste circuito representam-se as chaves por transistores bipolares de junção, mas em seus lugares se poderiam usar transistores MOSFET ou IGBT. A tensão de saída é representada por v_o. A tensão nos primários do transformador é representada por v_p e a tensão nos secundários por v_s.

O conversor Push-Pull tem funcionamento semelhante aos conversores Meia Ponte e Ponte Completa, tendo como principal vantagem o fato de que ambas as chaves estão no mesmo referencial da fonte de entrada.

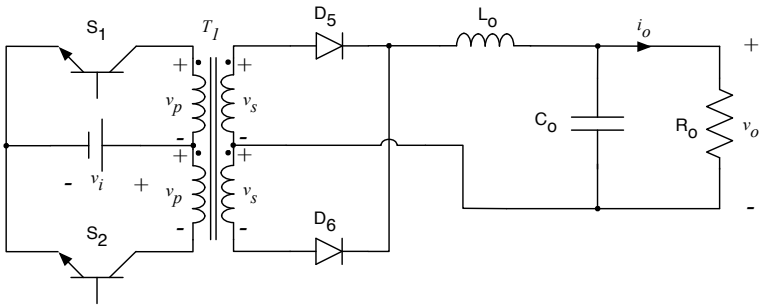


Figura 11 – Conversor Push-Pull.

3 Princípio de Funcionamento do Conversor Flyback

3.1 Conversor CC-CC Isolado Flyback

O circuito do conversor cc-cc isolado Flyback é novamente mostrado na Figura 12. A sua entrada é em tensão e sua saída também é em tensão. Este circuito possui apenas um enrolamento secundário, ou seja, uma saída. No entanto, é comum se utilizar conversores com múltiplas saídas, podendo-se fazer o transformador com tantos secundários necessários.

Os conversores cc-cc possuem dois modos de funcionamento, condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor, neste caso, no primário do transformador, que de certo modo funciona como indutor para este conversor. Em regime permanente, se a corrente não atinge o valor zero, então o conversor está operando no modo de condução contínua (CCM – *continuous conduction mode*). Se a corrente atinge o valor zero a cada etapa de comutação, então se está operando no modo de condução descontínua (DCM - *descontinuous conduction mode*). Para um conversor isolado, como é o caso do conversor Flyback, não seria possível ter corrente no primário com a chave aberta. Assim, a condução descontínua é caracterizada pelo fato de a corrente no secundário não ser zero no instante em que a chave é fechada, conforme é mostrado na Figura 13. Em outras palavras, quando o conversor está operando em condução descontínua, a corrente na chave começa a crescer linearmente a partir de zero, quando esta é fechada. Já em condução contínua, a corrente assume um valor maior no exato instante em que a chave é fechada.

O conversor pode operar também em condução crítica, que é exatamente o modo de transição entre condução descontínua e contínua. Este modo é muito utilizado em fontes chaveadas, pois permite simplificar o controle do conversor em malha fechada.

A seguir será realizada a análise do conversor Flyback operando em condução descontínua, pois juntamente com a condução crítica, estes modos são os mais utilizados nos conversores comerciais.

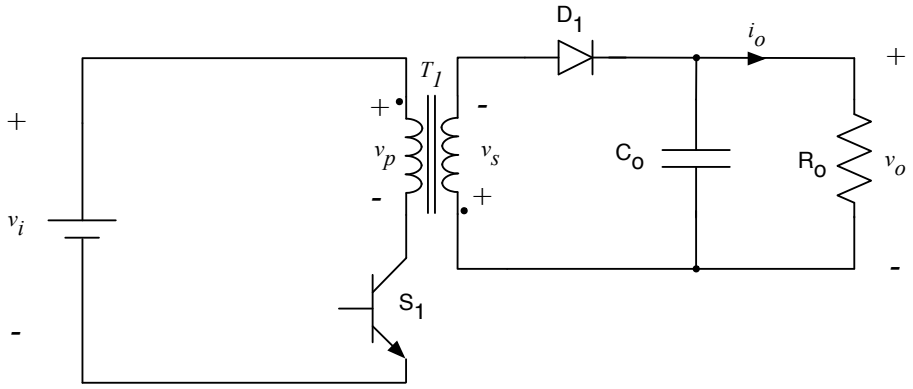


Figura 12 – Circuito do conversor cc-cc isolado Flyback.

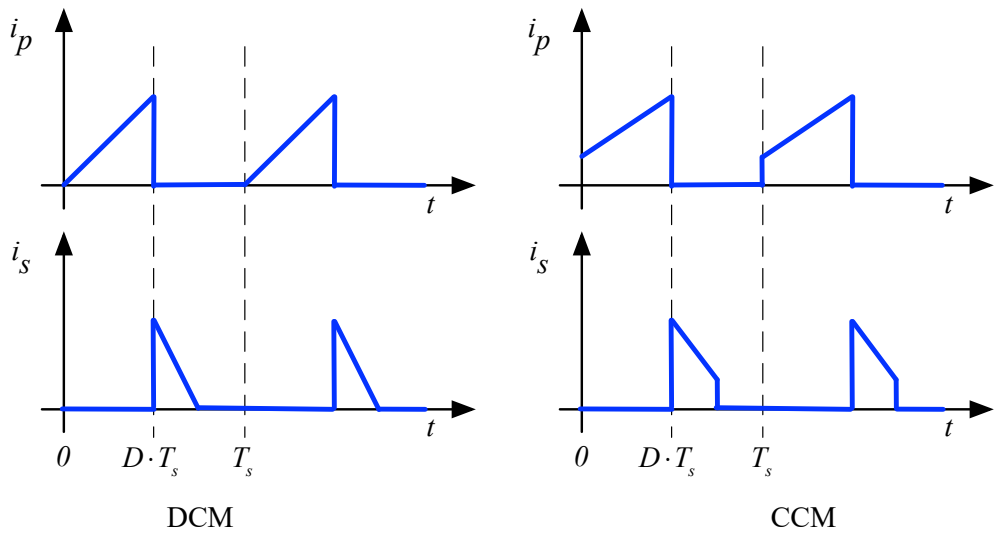


Figura 13 – Correntes no primário e no secundário do transformador para condução descontínua (DCM) e para condução contínua (CCM).

3.2 Conversor Flyback – Modo de Condução Descontínua

O conversor Flyback, de modo idêntico ao conversor Buck-Boost, operando no modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 14, Figura 15 e Figura 16. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*). A tensão no primário do transformador será igual a tensão de entrada (v_i). A corrente no primário i_p irá crescer linearmente. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a magnetização da indutância de magnetização do transformador (L_m). A saída é alimentada pelo capacitor;

2ª Etapa (DT_s, $T_{i=0}$) – Chave S_1 aberta (*off*). No instante de abertura de S_1 o diodo D_1 entra em condução A tensão no secundário do transformador será igual a tensão da saída. A corrente circula pelo secundário do transformador, pelo diodo D_1 e pela carga. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do transformador T_1;

3ª Etapa ($T_{i=0}$, T_s) – A corrente no transformador se anula e assim a chave e o diodo estão bloqueados. A carga é alimentada pelo capacitor. Esta etapa dura até o novo acionamento da chave em T_s.

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor Flyback no modo de condução descontínua são mostradas na Figura 17. Nesta figura tem-se o sinal de comando do interruptor (S_1), denominado de v_b, na sequência tem-se as tensões e correntes no transformador. Posteriormente se tem as tensões e correntes na chave e no diodo.

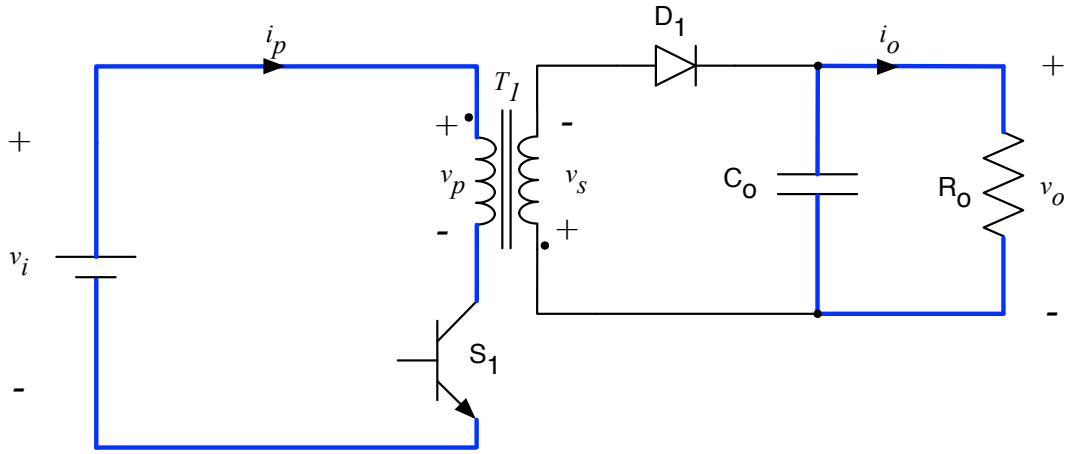


Figura 14 – Primeira etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

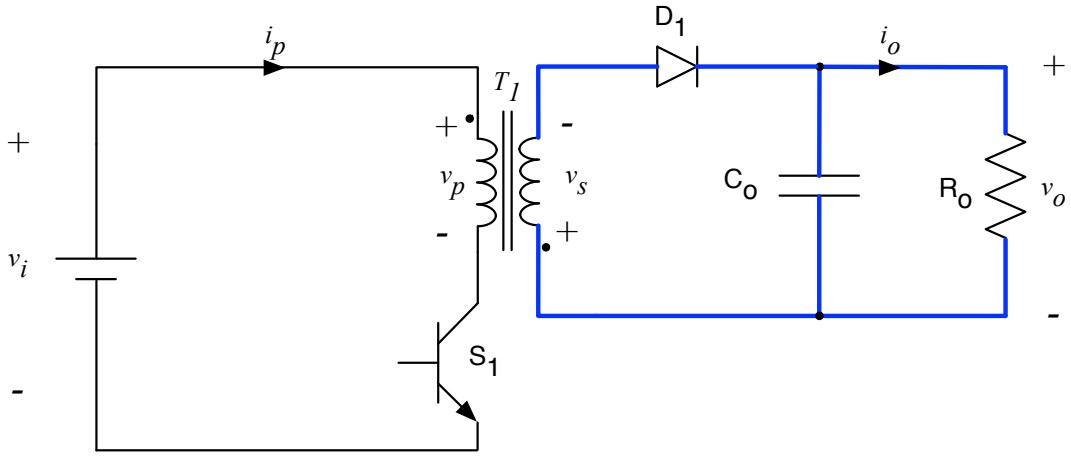


Figura 15 – Segunda etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

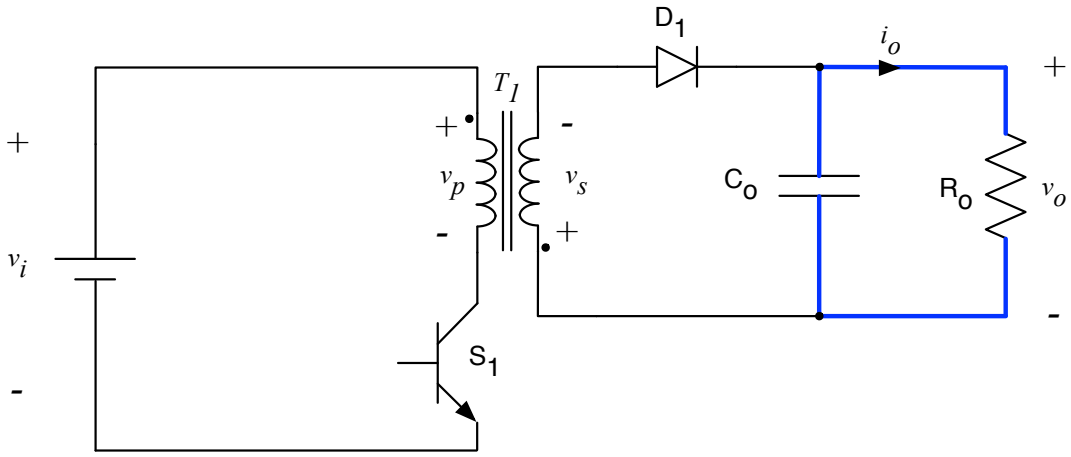


Figura 16 – Terceira etapa de operação do conversor Flyback (DCM).

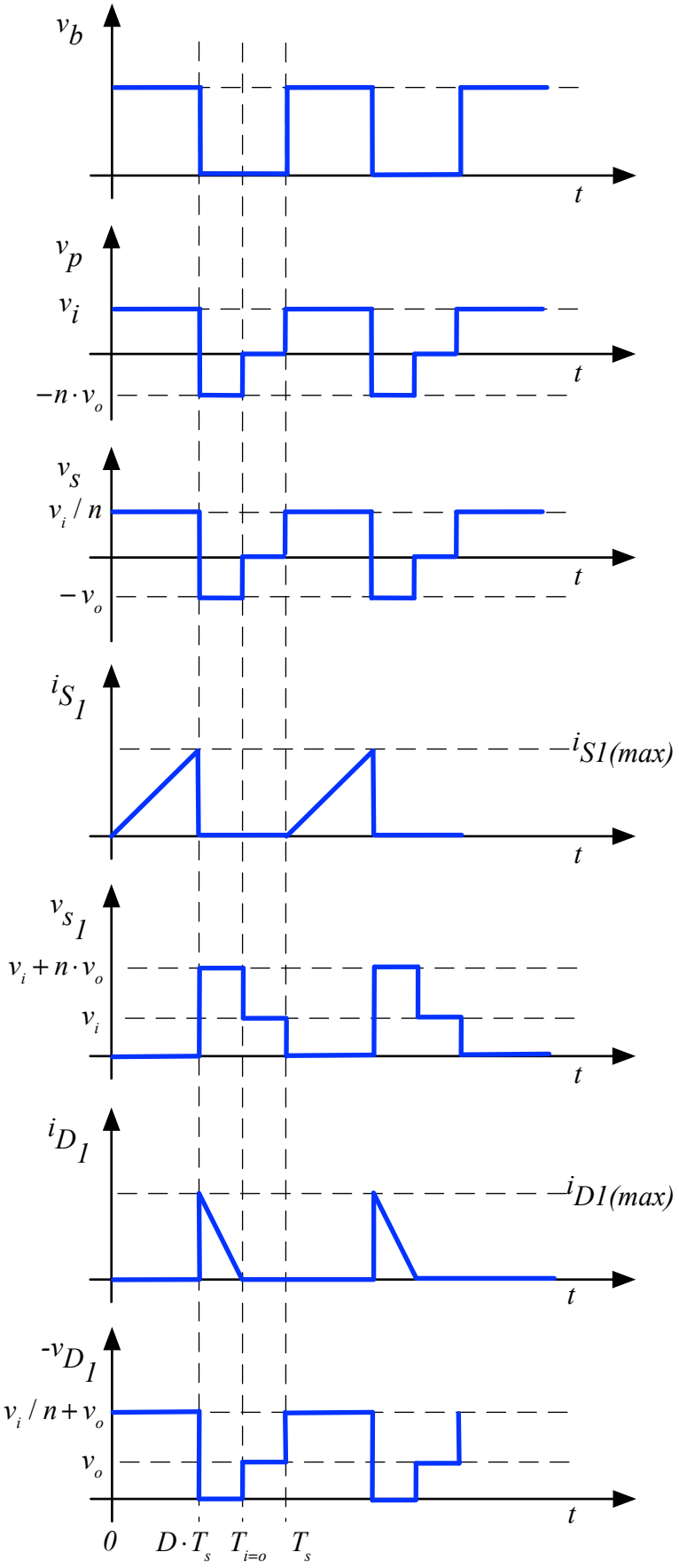


Figura 17 – Formas de onda do conversor Flyback em condução descontínua.

3.2.1 Análise do Conversor Flyback no Modo de Condução Descontínua

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, considerando seu modo de operação em condução descontínua.

3.2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 12 pelo seu valor médio (V_{med}). Seus valores de pico e eficaz (RMS) serão iguais ao valor médio, visto tratar-se de uma variável com comportamento constante no tempo. Para fins de simplicação, usar-se-á:

$$V_{i(med)} = V_{i(ef)} = V_{i(pk)} = V_i;$$

$$V_{o(med)} = V_o.$$

A frequência de comutação (chaveamento) da chave S_1 seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) da chave serão dados por:

$$T_{on} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off} = T_s - T_{on} = T_s - D \cdot T_s = \left(1 - D\right) \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média no primário do transformador será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 17. No pior caso (condução crítica), ou seja, se $T_{i=0}$ for igual a T_s, se tem:

$$V_p = V_{p(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D \cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_{D \cdot T_s}^{T_{i=0}} \left(-n \cdot v_o\right) \cdot dt = 0,$$

$$\frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{T_s} = \frac{n \cdot V_o}{T_s} \cdot \left(T_s - D \cdot T_s\right),$$

$$V_i \cdot D = n \cdot V_o \cdot \left(1 - D\right),$$

$$\frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}.$$

De todo modo, se for desejado determinar a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada para qualquer situação, ou seja, não apenas na condução crítica, então pode-se proceder conforme segue:

$$I_{p(\max)} = I_{S1(\max)} = \frac{V_i}{L_m} \cdot D_{\max} \cdot T_s.$$

A razão cíclica máxima é denominada de D_{max}, enquanto L_m é a indutância magnetizante do transformador.

A potência média na entrada deve ser igual a potência média de saída, considerando que o circuito seja ideal (não tenha perdas), então:

$$P_i = P_o,$$

$$V_i \cdot I_{i(med)} = V_o \cdot I_o,$$

$$V_i \cdot I_{i(med)} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$I_{p(med)} = \frac{I_{p(\max)} \cdot T_{on}}{2 \cdot T_s},$$

$$V_i \cdot \frac{I_{p(\max)} \cdot T_{on}}{2 \cdot T_s} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$V_i \cdot \frac{\left(\frac{V_i}{L_m} \cdot D_{\max} \cdot T_s\right) \cdot D_{\max} \cdot T_s}{2 \cdot T_s} = \frac{V_o^2}{R_o},$$

$$V_o = V_i \cdot D_{max} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_m}}.$$

Note que neste caso não aparece a relação de transformação (n) do transformador na expressão que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada.

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot F_s \cdot L_1}}.$$

Cosiderando que a ondulação na tensão de saída seja muito pequena, como normalmente ocorre nos conversores cc-cc, então pode-se afirmar que:

$$V_{o(med)} = V_{o(ef)} = V_{o(pk)}.$$

3.2.1.2 Ganho Estático do Conversor Flyback em Condução Descontínua

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o conversor Flyback em condução descontínua, no limite para a condução crítica, se tem:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D}.$$

$$D = \frac{n \cdot V_o}{V_i + n \cdot V_o}.$$

3.2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_o = I_{o(med)} = I_{o(ef)} = I_{o(pk)} = \frac{V_o}{R_o}.$$

O valor médio da corrente na chave será idêntico a corrente de entrada, visto que a mesma está em série com a fonte de alimentação. Deste modo:

$$I_{S1} = I_{S1(med)} = I_i.$$

Por sua vez, a corrente de entrada em função da corrente de saída pode ser determinada por:

$$P_i = P_o;$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{V_i} \cdot I_o;$$

$$V_i = \frac{(1-D)}{D} \cdot V_o;$$

$$I_i = \frac{V_o}{\frac{(1-D)}{D} \cdot V_o} \cdot I_o;$$

$$I_i = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)}.$$

A corrente média no diodo (D_1) será igual a corrente na carga.

$$I_{D1} = I_{D1(med)} = I_o .$$

As correntes no secundário e no diodo serão iguais:

$$i_{s(t)} = i_{D1(t)} .$$

Do mesmo modo, as correntes na chave e no primário do transformador serão iguais:

$$i_{p(t)} = i_{S1(t)} .$$

A corrente máxima na chave (e no primário do transformador) foi determinada anteriormente, sendo:

$$I_{p(\max)} = \frac{V_i}{L_m} \cdot D_{max} \cdot T_s .$$

$$I_{p(\max)} = \frac{V_i}{L_m \cdot F_s} \cdot D_{max} .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_m = \frac{V_i}{I_{p(\max)} \cdot F_s} \cdot D_{max} .$$

Por outro lado, pode-se considerar a energia armazenada na indutância magnetizante:

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I^2_{p(\max)} .$$

Esta energia será transferida para a carga na segunta etapa de funcionamento:

$$E_o = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s} .$$

Levou-se em conta o rendimento (η) do conversor. Assim se tem:

$$E_{Lm} = E_o ;$$

$$\frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I^2_{p(\max)} = \frac{P_o}{\eta \cdot F_s} ;$$

Usando a expressão obtida anteriormente para a indutância:

$$\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{V_i}{I_{p(\max)}\cdot F_s}\cdot D_{max}\right)\cdot I_{p(\max)}^2=\frac{P_o}{\eta\cdot F_s};$$

$$I_{p(\max)}=\frac{2\cdot P_o}{\eta\cdot V_i\cdot D_{max}}.$$

A corrente de pico no secundário do transformador (e no diodo) será:

$$I_{s(max)}=I_{D1(max)}=n\cdot I_{p(max)}=\frac{2\cdot P_o\cdot n}{\eta\cdot V_i\cdot D_{max}}.$$

A corrente eficaz no primário do transformador, que é idêntica a corrente eficaz na chave, será:

$$I_{p(ef)}=I_{S1(ef)}=I_{p(\max)}\cdot\sqrt{\frac{Dmax}{3}}\ .$$

Já a corrente eficaz no secundário do transformador, e consequentemente no diodo, será:

$$I_{s(ef)}=I_{D1(ef)}=I_{p(ef)}\cdot n=I_{p(\max)}\cdot n\cdot\sqrt{\frac{Dmax}{3}}\ .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do diodo (ΔI_{D1}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)}=\sqrt{I_{D1(ef)}^2-I_o^2}=\sqrt{\left(I_{p(\max)}\cdot n\cdot\sqrt{\frac{Dmax}{3}}\right)^2-I_o^2}\ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)}=I_{D1(\max)}-I_o\ .$$

3.2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o=V_o\cdot I_o.$$

$$P_i=V_i\cdot I_i.$$

$$\eta=\frac{P_o}{P_i}=\frac{V_o\cdot I_o}{V_i\cdot I_i}=1;$$

$$V_o\cdot I_o=V_i\cdot I_i;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o}.$$

3.2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre a chave S_1 é igual ao pico da tensão de entrada somada ao pico da tensão de saída referida ao primário:

$$V_{S_1} = V_{i(pk)} + n \cdot V_{o(pk)} = V_1 + n \cdot V_o.$$

Já as correntes na chave serão:

$$I_{S_1(max)} = I_{p(max)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}}.$$

$$I_{S_1(med)} = D \cdot \frac{I_{p(\max)}}{2}.$$

$$I_{S_1(ef)} = I_{p(\max)} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}}.$$

A tensão máxima sobre o diodo D_1 é igual ao pico da tensão de entrada referida ao secundário somada ao pico da tensão de saída:

$$V_{D_1} = n \cdot V_{i(pk)} + V_{o(pk)} = n \cdot V_i + V_o.$$

Por sua vez, as correntes no diodo serão:

$$I_{D_1(pk)} = I_{s(max)}.$$

$$I_{D_1(med)} = I_o.$$

$$I_{D_1(ef)} = I_{p(\max)} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{Dmax}{3}}.$$

3.2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação de tensão no capacitor dependerá da ondulação de corrente máxima no diodo, que por sua vez depende da carga do conversor e da ondulação de corrente na indutância magnetizante. Assim, torna-se complexo determinar a ondulação de tensão no capacitor. Sugere-se que seja utilizado o recurso de simulação para se obter a mesma. De todo modo, pode-se fazer uma aproximação que consiste em determinar

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot T_s \cdot I_o}{C_o};$$

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s}.$$

Portanto, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{D \cdot I_o}{\Delta V_{Co} \cdot F_s}.$$

4 Circuitos Auxiliares

Uma fonte chaveada, por exemplo, possui outros circuitos além do estágio de potência, dentre eles o retificador de entrada, já estudado em circuitos anteriores, além de filtro de interferência eletromagnética (EMI), circuitos de comando e controle, circuitos de proteção, dentre outros.

Assim, neste item serão realizados breves apresentações e comentários sobre alguns destes circuitos, especificamente filtros de EMI e circuitos integrados aplicados em fontes chaveadas.

4.1 Filtros de Interferência Eletromagnética

Os conversores cc-cc, isolados ou não, geram interferência eletromagnética conduzida e irradiada. A primeira pode ser minimizada pelo uso de filtros na entrada do circuito, já a segunda precisa ser reduzida usando-se blindagens eletromagnéticas.

A Figura 18 apresenta um filtro típico conectado na entrada de fontes chaveadas. Os capacitores C_y, juntamente com o transformador da entrada (dois indutores acoplados) tem a função de reduzir as correntes assimétricas (correntes de modo diferencial). Já o capacitor Cx e os indutores L_1 e L_2 tem a função de diminuirem as correntes simétricas (correntes de modo comum).

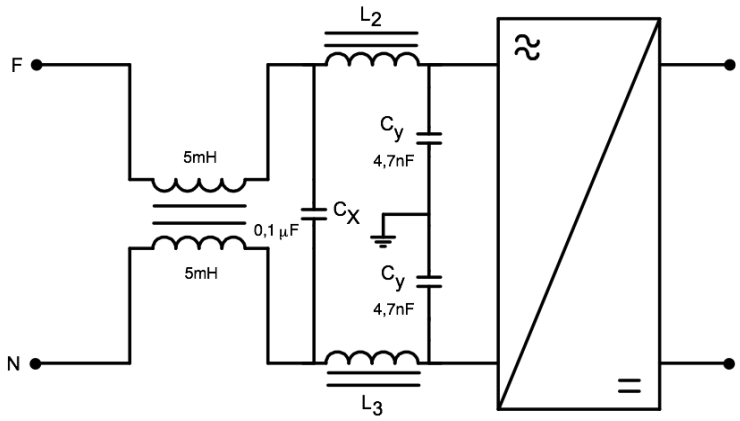


Figura 18 – Filtro de entrada de fontes chaveadas.

Fonte: (Barbi, 2006).

4.2 Circuitos Integrados para Fontes Chaveadas

O primeiro circuito integrado específico para fontes chaveadas foi projetado no ano de 1975 pelo Engenheiro Bob Mammano. Este circuito integrado é comercializado até os dias de hoje, sob o código SG3524, pela Texas Instruments. Na Figura 19 se mostra o digrama de blocos interno e o encapsulamento deste circuito integrado, que serviu de referência para o desenvolvimento de diversos modelos similares.

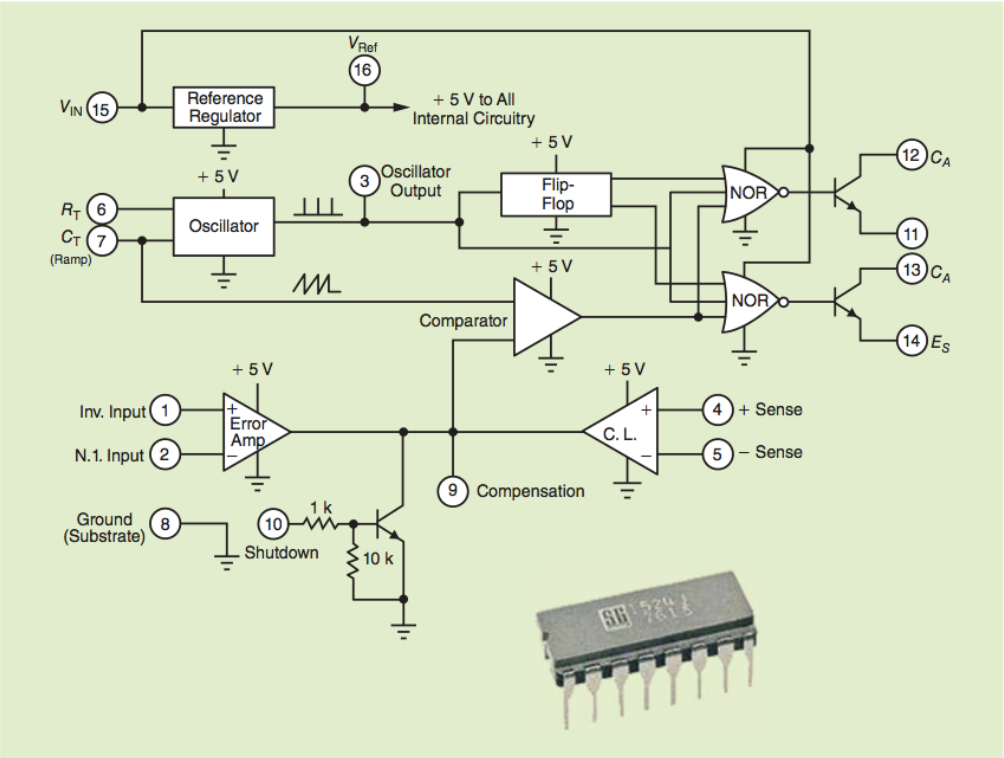


Figura 19 – Circuito interno e encapsulamento do SG3524.

Fonte: (Bindra, 2014).

Na Figura 20 se mostra o circuito de um conversor Flyback com o CI SG3524, com o qual se gera uma tensão simétrica de ±15 V a partir de uma tensão de entrada de 5 V. Note que a saída se torna isolada da entrada e o circuito é totalmente funcional, ou seja, não necessita de mais nenhum estágio ou componente para operar corretamente.

Outro circuito integrado muito utilizado, que realiza o controle do conversor no modo corrente, é o UC3842 da Texas Instruments. A Figura 21 apresenta o circuito completo de uma fonte chaveada utilizando este circuito integrado. O controle no modo corrente do conversor permite realizar a proteção do mesmo rapidamente, além de ser possível melhorar o fator de potência da estrutura.

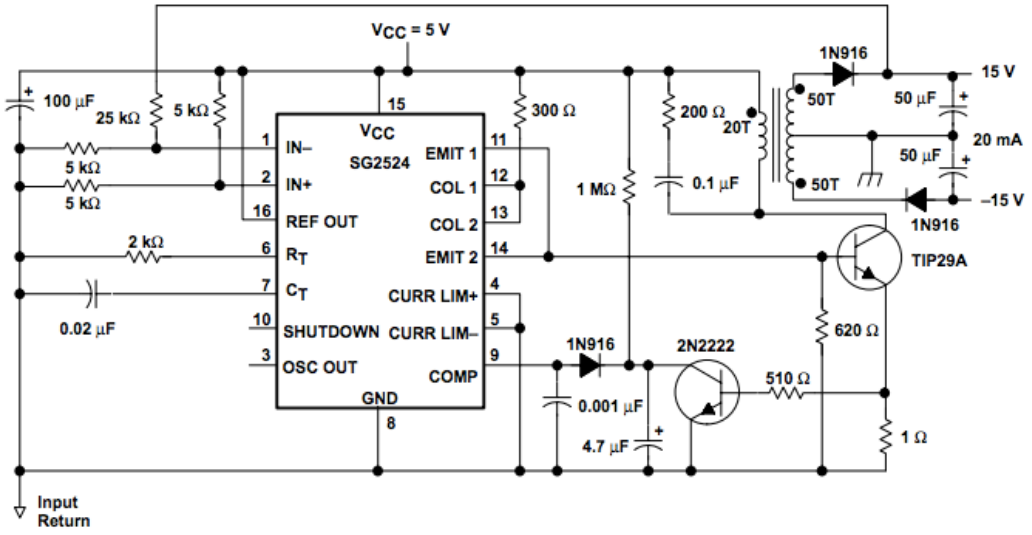


Figura 20 – Conversor Flyback com o CI SG3524.

Fonte: http://www.ti.com. Acessado: 30/09/2014.

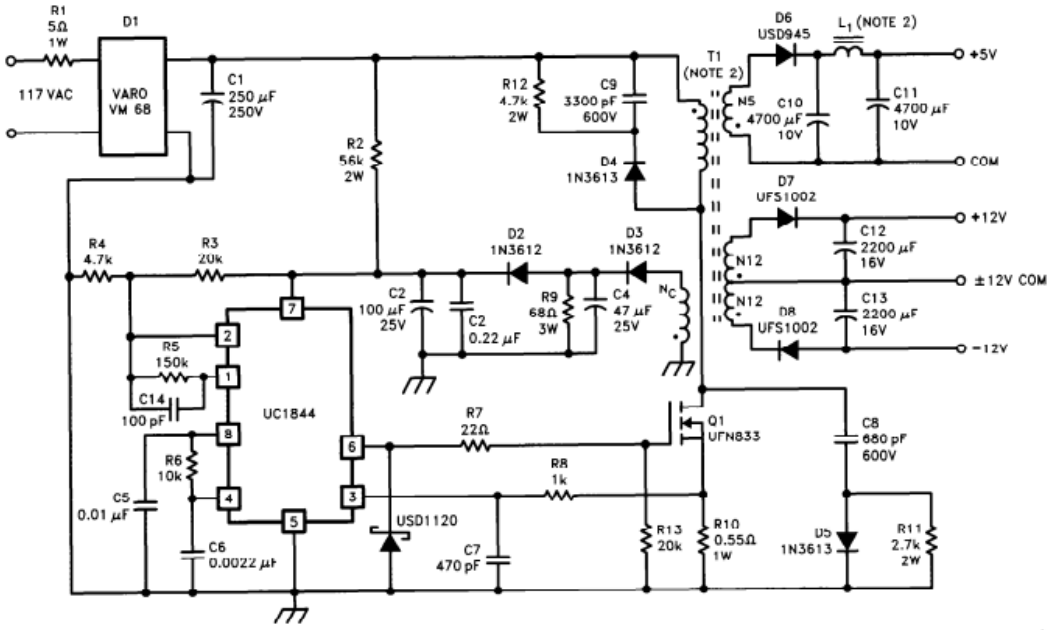


Figura 21 – Conversor Flyback com o CI UC3842.

Fonte: http://www.ti.com. Acessado: 30/09/2014.

Atualmente existem diversos fabricantes de circuitos integrados específicos para fontes chaveadas. Alguns deles possuem poucos terminais e são simples de serem utilizados, como é o caso da família TOP do fabricante Power Integrations (Powerint). A Figura 22 mostra o estágio de conversão cc-cc de um circuito utilizando o CI TOP200YAI. Estes circuitos integrados tem a particularidade de operarem com frequência variável, ou seja, sua modulação não é por largura de pulsos (PWM).

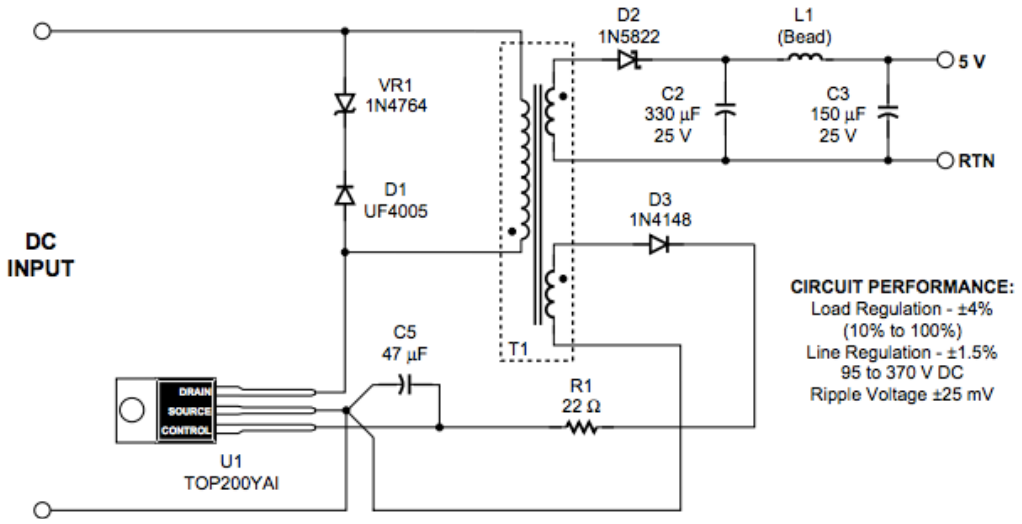


Figura 22 – Conversor com o CI TOP200YAI.

Fonte: http://www.powerint.com. Acessado: 30/09/2014.

Os circuitos integrados do fabricante Fairchild Semiconductor operam com modulação PWM, como é o caso do FSQ500L, usado em aplicações de baixa potência. Na Figura 23 mostra-se uma fonte chaveada implementada com este circuito integrado, que possui potência de 2 W (5,1 V x 400 mA).

É importante destacar na Figura 23 que o maior volume ocupado na placa é do transformador e dos capacitores, ou seja, dos elementos armazenadores de energia. Os semicondutores ocupam um volume bastante reduzido, comparativamente aos outros componentes.

A família de circuitos integrados Viper da ST Microelectronics também é bastante conhecida no mercado, possuindo características semelhantes aos integrados da Fairchild Semiconductor, ou seja, operam com frequência de comutação constante, realizando a modulação por largura de pulsos.

Figura 23 – Conversor com o CI FSQ500L.

Fonte: http:// http://solution.eccn.com. Acessado: 30/09/2014.

5 Simulação dos Conversores em Estudo

O conversor cc-cc Flyback será simulado utilizando os *softwares* Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

5.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 24, com caracteristícas escolhidas apenas para fins de simulação. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 25 V (médios). A carga possui uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μs). Note que a frequência de comutação é de 40 kHz e a razão cíclica máxima é de 40%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor. A indutância de magnetização é de 188 μH e o capacitor é de 22 μF.

Os dados do transformador são aqueles calculados no Exercício Resolvido 2 (ER 02) do capítulo anterior, usando-se uma queda de tensão no diodo de 1 V. A chave (S_1) é ideal.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 25 e na Figura 26. Na Figura 25 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 26 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, no primário e secundário do transformador e de comando (PWM) do interruptor, além da corrente no primário e da saída. Os valores calculados e simulados são mostrados na Tabela 1, onde nota-se que os mesmos condizem entre si, com pequenas diferenças, principalmente devido a estimativa de perdas da ordem de 25%, o que na simulação ocorreu de modo diferente, ficando em torno de 31%.

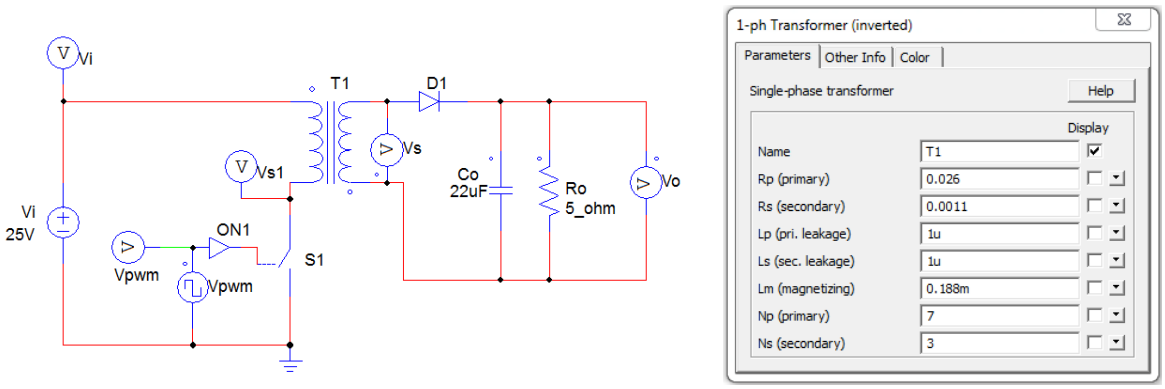


Figura 24 – Circuito simulado no Psim e parâmetros do transformador.

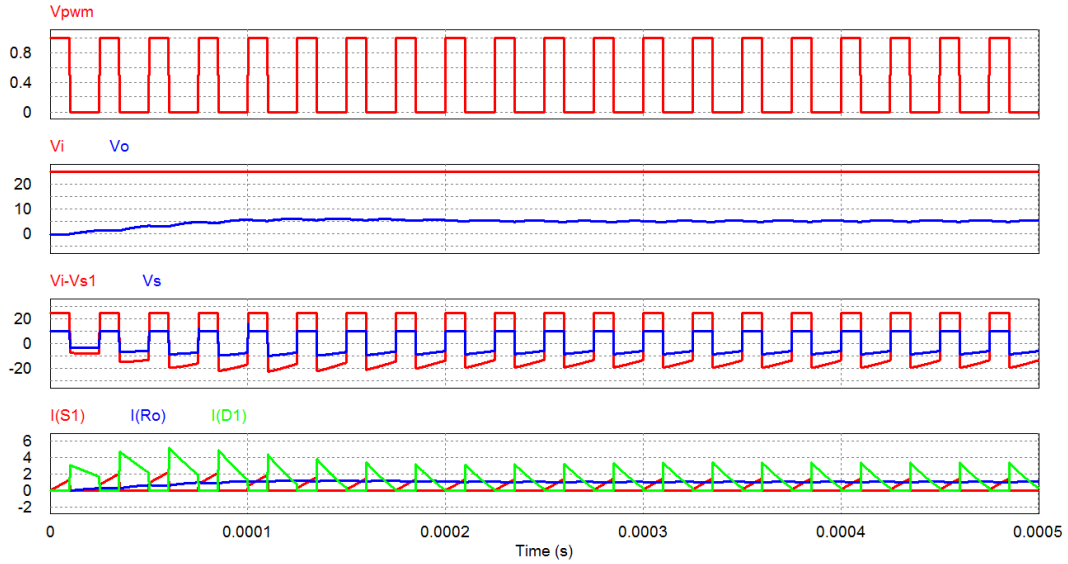


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

Tabela 1 – Resultados para conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	5 V	5,27 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,45 V	0,54 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1 A	1,054 A
P_o	Potência na saída	5 W	5,57 W
P_i	Potência na entrada	6,7 W	8 W
η	Rendimento	≈75%	≈69%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	0,27 A	0,32 A
$I_{p(max)}$	Corrente máxima no primário	1,33 A	1,46 A
$I_{p(avg)}$	Corrente média no primário	0,27 A	0,32 A
$I_{p(ef)}$	Corrente eficaz no primário	0,48 A	0,56 A
$I_{s(max)}$	Corrente máxima no secundário	3,69 A	3,37 A
$I_{s(avg)}$	Corrente média no secundário	1 A	1,047 A
$I_{s(ef)}$	Corrente eficaz no secundário	1,65 A	1,52 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	2,69 A	2,38 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,31 A	1,097 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	1,33 A	1,46 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	0,27 A	0,32 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	0,48 A	0,56 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	3,69 A	3,37 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1 A	1,047 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,65 A	1,52 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	38,9 V	44,3 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	14 V	13,2 V

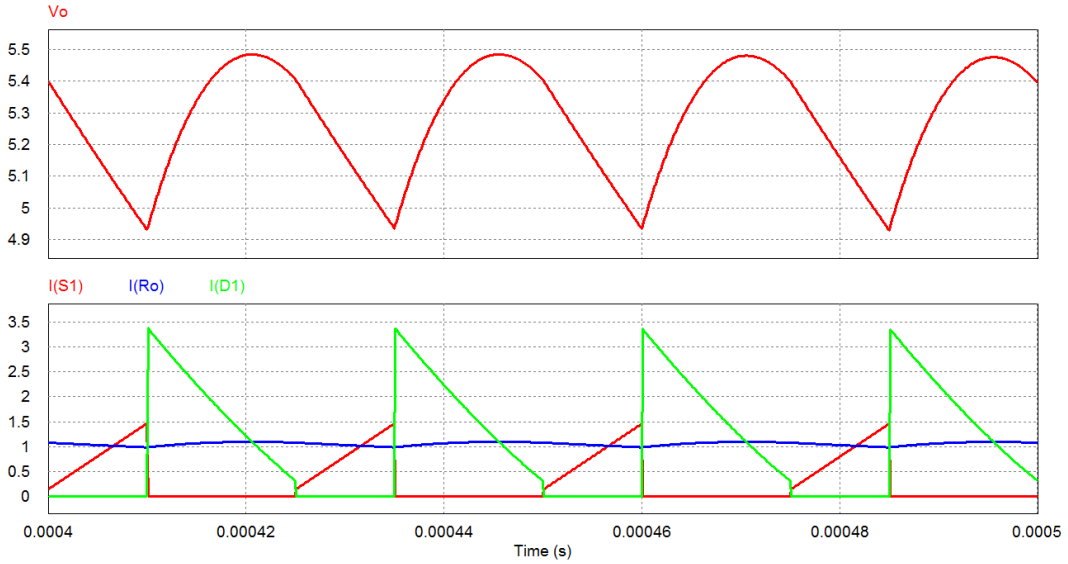


Figura 26 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Flyback com componentes ideais.

5.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 27. Note que os componentes são reais, ou seja, o interruptor possui um modelo específico para o circuito, que é o MTD6N15T4G. A fonte é para 25 V (médios). A carga possui uma resistência de 5 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 40 kHz e a razão cíclica é de 40%. A indutância do primário é de 188 µH e o capacitor é de 22 µF. No circuito da Figura 27 conectou-se a saída na mesma referência da tensão de entrada visando facilitar a simulação.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e tensão sobre a chave são mostradas na Figura 28. As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 29.

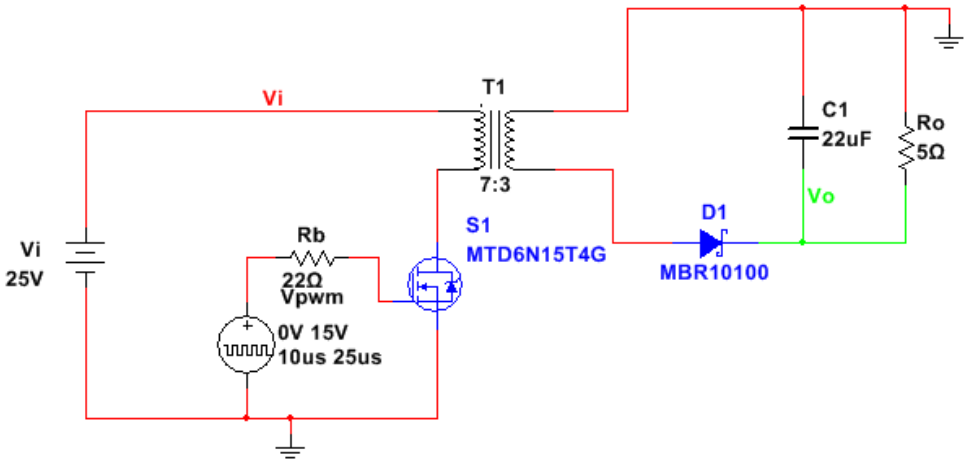


Figura 27 – Circuito simulado no Multisim.

Tabela 2 – Resultados para conversor cc-cc Flyback om componentes reais.

Variável	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
$V_{o(avg))}$	Tensão média na carga	5 V	6,72 V
ΔV_{Co}	Ondulação de tensão na carga	0,45 V	0,65 V
$I_{o(avg)}$	Corrente média na carga	1 A	1,3 A
P_o	Potência na saída	5 W	8,74 W
P_i	Potência na entrada	6,7 W	9,75 W
η	Rendimento	≈75%	≈89,6%
$I_{i(avg)}$	Corrente média na fonte	0,27 A	0,39 A
$I_{p(max)}$	Corrente máxima no primário	1,33 A	1,59 A
$I_{p(avg)}$	Corrente média no primário	0,27 A	0,39 A
$I_{p(ef)}$	Corrente eficaz no primário	0,48 A	0,66 A
$I_{s(max)}$	Corrente máxima no secundário	3,69 A	3,68 A
$I_{s(avg)}$	Corrente média no secundário	1 A	1,3 A
$I_{s(ef)}$	Corrente eficaz no secundário	1,65 A	1,78 A
$I_{Co(max)}$	Corrente máxima no capacitor	2,69 A	2,47 A
$I_{Co(ef)}$	Corrente eficaz no capacitor	1,31 A	1 A
$I_{S1(max)}$	Corrente máxima na chave	1,33 A	1,59 A
$I_{S1(avg)}$	Corrente média na chave	0,27 A	0,39 A
$I_{S1(ef)}$	Corrente eficaz na chave	0,48 A	0,66 A
$I_{D1(max)}$	Corrente máxima no diodo	3,69 A	3,68 A
$I_{D1(avg)}$	Corrente média no diodo	1 A	1,3 A
$I_{D1(ef)}$	Corrente eficaz no diodo	1,65 A	1,78 A
$V_{S1(max))}$	Tensão máxima sobre a chave	38,9 V	41,77 V
$V_{D1(max))}$	Tensão máxima sobre o diodo	14 V	17,28 V

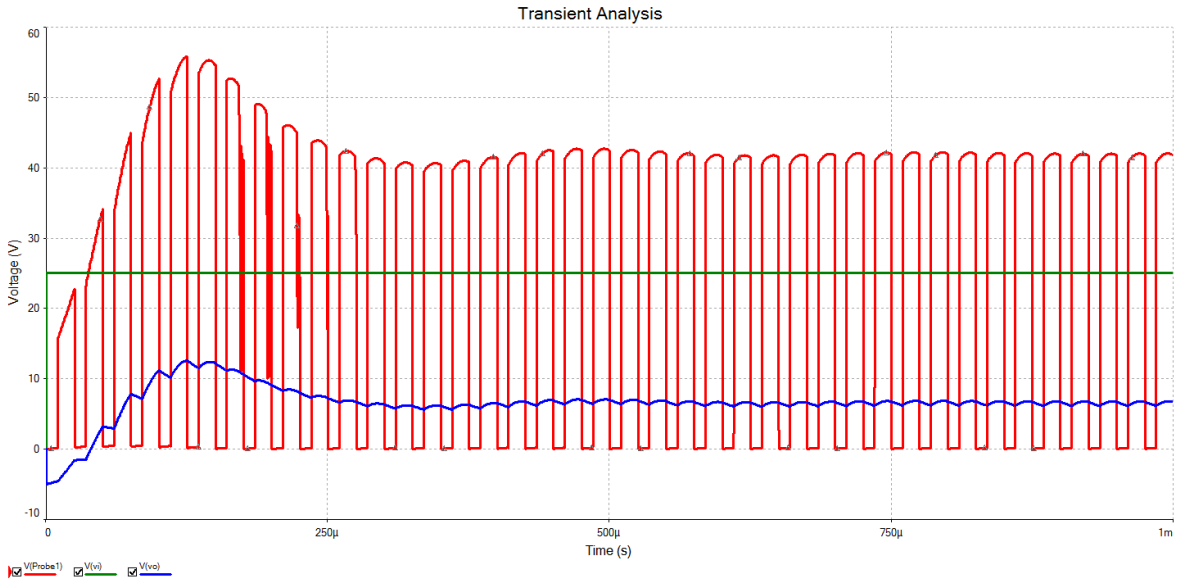


Figura 28 – Formas de onda da tensão de entrada, de saída e sobre o interruptor.

A potência dissipada nos componentes (transistor, diodo e transformador) é da ordem de 1,01 W, resultando em um rendimento de aproximadamente 89,6% para o conversor. Vale ressaltar que o circuito simulado tem apenas fins didáticos, não devendo ser implementado em laboratório nas condições apresentadas aqui.

Além disso, é importante notar nas simulações com componentes ideais e/ou reais, que a tensão máxima sobre a chave e o diodo é um pouco superior a tensão de saída nominal. Isso ocorre em função da ondulação de tensão na carga, fazendo com que a tensão máxima na carga seja também um pouco superior a escolhida.

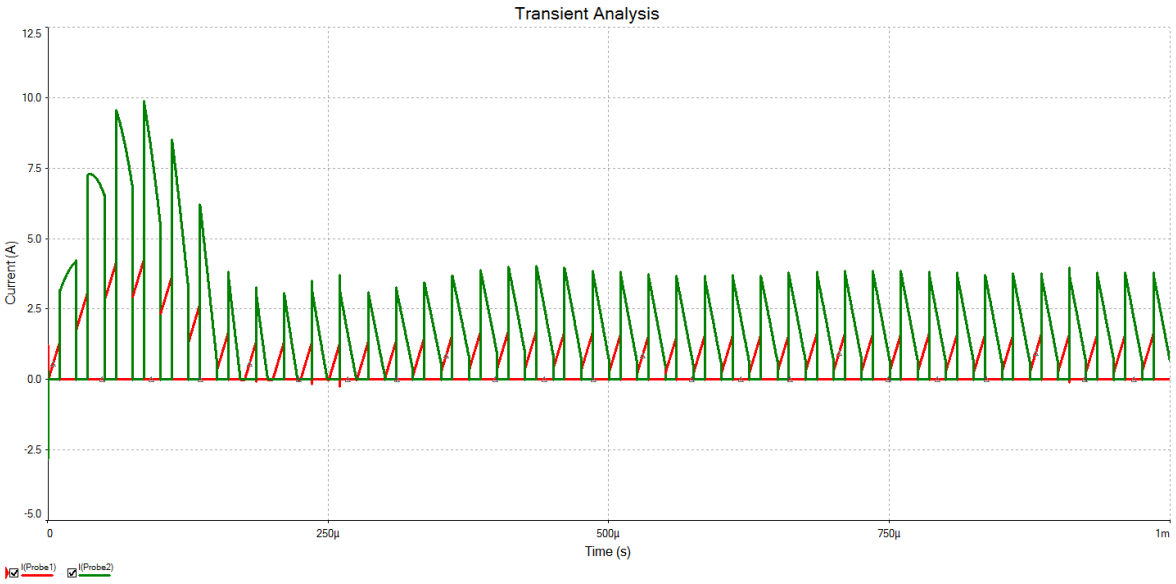


Figura 29 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

6 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 15 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 30%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução descontínua, relação de transformação é de 1:1, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;
- A potência média na carga.

A tensão média na carga será:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{15}{1} \cdot \frac{0,4}{1-0,4} = 10V\,.$$

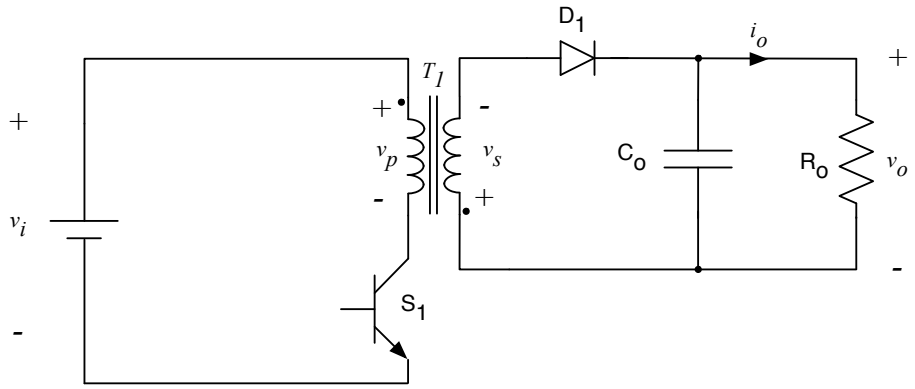


Figura 30 – Circuito para exercício resolvido 01.

As potências na saída e na entrada serão:

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{10^2}{5} = 20W \, .$$

$$\eta = 100\% \, .$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{20}{1} = 20W \, .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{10}{5} = 2{,}0\,A \, .$$

$$I_{Co} = 0\,A \, .$$

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{20}{15} = 1{,}33\,A \, .$$

$$I_{S_1} = I_i = 1{,}33\,A \, .$$

$$I_{D1} = I_o = 2{,}0\,A \, .$$

ER 02) Considere que no circuito da Figura 31 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 3,3 V com corrente de 1 A. O indutor tem uma indutância de 500 μH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Relação de transformação do transformador é de 2:1. Determine:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- As correntes de pico e média nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

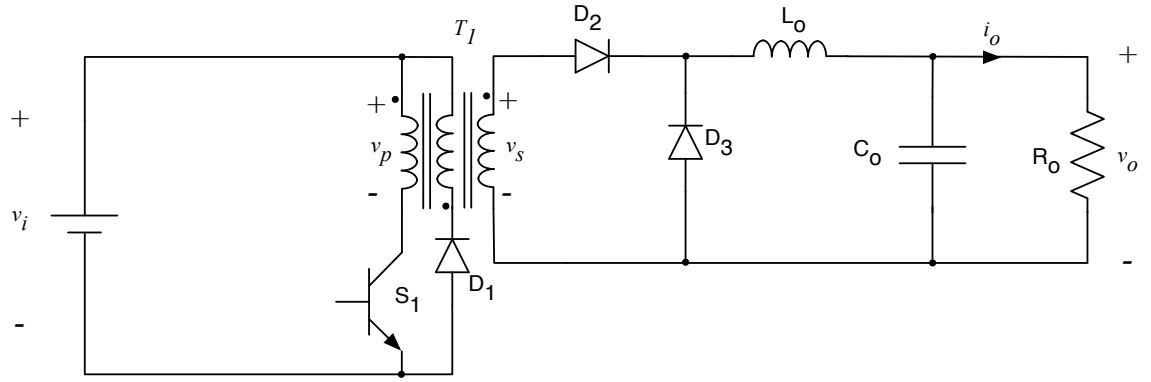


Figura 31 – Circuito para exercício resolvido 02.

A razão cíclica de operação será:

$$D = \frac{n \cdot V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot 3{,}3}{24} = 0{,}275.$$

As potências na carga e na entrada, considerando rendimento de 100% serão:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 3{,}3 \cdot 0{,}5 = 1{,}65W\ .$$

$$\eta = 100\%\ .$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1{,}65}{1} = 1{,}65W\ .$$

A corrente na carga já está determinada e vale 500 mA. Deste modo, as correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_{Lo} = I_o = 0{,}5\,A\ .$$

$$I_{S_1} = \frac{P_i}{V_i} = \frac{1{,}65}{24} = 0{,}07\,A\ .$$

$$I_{D1} = 0{,}2 \cdot I_i = 0{,}2 \cdot 0{,}07 = 0{,}014\,A\ .$$

$$I_{D2} = D \cdot I_{Lo} = 0{,}275 \cdot 0{,}5 = 0{,}1375\,A\ .$$

$$I_{D3} = \left(1 - D\right) \cdot I_{Lo} = \left(1 - 0{,}275\right) \cdot 0{,}5 = 0{,}3625\,A\ .$$

Para determinar as correntes máximas, deve-se determinar inicialmente a ondulação de corrente no indutor, que será:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{D3}}{L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot \left(1 - D\right) = \frac{V_i}{n \cdot L_o \cdot F_s} \cdot D \cdot \left(1 - D\right) = \frac{24}{2 \cdot 500\mu \cdot 50k} \cdot 0{,}275 \cdot \left(1 - 0{,}275\right) \cong 0{,}1\,A\ \cdot$$

Assim, a corrente máxima nos elementos do circuito será:

$$I_{Lo(\max)} = I_{D_3(\max)} = I_{D_3(\max)} = I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 0{,}5 + \frac{0{,}1}{2} = 0{,}55\,A \ .$$

As correntes no lado primário serão:

$$I_{p(\max)} = I_{S_1(\max)} = I_{D_1(\max)} = n \cdot \left(I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) = 2 \cdot \left(0{,}5 + \frac{0{,}1}{2} \right) = 1{,}1\,A \ .$$

As tensões máximas sobre os semicondutores serão:

$$V_{S_1(\max)} = V_{D_1(\max)} = V_i = 24V \ .$$

$$V_{D_2(\max)} = V_{D_3(\max)} = \frac{V_i}{n} = \frac{24}{2} = 12V \ .$$

A ondulação de tensão na carga será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{V_{D3}}{31 \cdot L_o \cdot C_o \cdot F_s^2} = \frac{V_i}{n \cdot 31 \cdot L_o \cdot C_o \cdot F_s^2} = \frac{24}{2 \cdot 31 \cdot 500\mu \cdot 10\mu \cdot 50k^2} = 0{,}031V \ .$$

ER 03) Considerando o circuito simulado no item 5.1, com componentes ideais, determine os valores calculados da Tabela 1:

A tensão média na carga, considerando componentes ideais, será:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{25}{\frac{7}{3}} \cdot \frac{0{,}4}{1-0{,}4} = 7{,}14V \ .$$

Os valores referentes ao transformador foram determinados no capítulo anterior, no exemplo resolvido 02.

As potências na saída e na entrada serão:

$$P_o = 5W \ .$$

$$\eta = 100\% \ .$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{5}{1} = 5W \ .$$

As correntes médias nos elementos do circuito serão:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{5}{7{,}14} = 0{,}7\,A.$$

$$I_{Co} = 0\,A.$$

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{5}{25} = 0{,}2\,A\ .$$

$$I_{S_1} = I_i = 0{,}2\,A.$$

$$I_{D1} = I_o = 0{,}7\,A.$$

As correntes de pico serão:

$$I_{p(pk)} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}} = \frac{2 \cdot 5}{1 \cdot 24 \cdot 0{,}4} = 1{,}04\,A.$$

$$I_{S1(pk)} = I_{p(pk)} = 1{,}04\,A.$$

$$I_{D1(pk)} = n \cdot I_{p(pk)} = \frac{7}{3} \cdot 1{,}04 = 2{,}43\,A.$$

$$I_{Co(pk)} = I_{D1(pk)} - I_o = 2{,}43 - 0{,}7 = 1{,}73\,A.$$

Por sua vez, as correntes eficazes serão:

$$I_{p(ef)} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = I_{p(pk)} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1{,}04 \cdot \sqrt{\frac{0{,}4}{3}} = 0{,}38\,A.$$

$$I_{S1(ef)} = I_{p(ef)} = 0{,}38\,A.$$

$$I_{s(ef)} = I_{s(pk)} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 2{,}43 \cdot \sqrt{\frac{1 - 0{,}4}{3}} = 1{,}09\,A.$$

$$I_{D1(ef)} = I_{s(ef)} = 1{,}09\,A.$$

$$I_{Co(ef)} = \sqrt{\left(I_{D1(ef)}\right)^2 - \left(I_o\right)^2} = \sqrt{\left(1{,}09\right)^2 - \left(0{,}7\right)^2} = 0{,}83\,A.$$

A ondulação de tensão no capacitor de saída será:

$$\Delta V_{Co} = \frac{D \cdot I_o}{C_o \cdot F_s} = \frac{0{,}4 \cdot 0{,}7}{22 \cdot 10^{-6} \cdot 50k} = 0{,}25V\ .$$

As tensões máximas nos componentes semicondutores serão:

$$V_{S_1} = V_i + n \cdot V_o = 24 + \frac{7}{3} \cdot 7{,}14 = 40{,}66V\ .$$

$$V_{D_1} = n \cdot V_i + V_o = \frac{3}{7} \cdot 24 + 7{,}14 = 17{,}42V \, .$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 18 V, a chave é ideal e será comandada com uma razão cíclica de 35% e a carga tem resistência de 5 Ω, o diodo também é ideal. A relação de transformação é de 2:1. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- O rendimento do circuito.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 32 operando com um transistor 2N2222, razão cíclica de 40%, frequência de chaveamento de 20 kHz, a tensão de entrada é 12 V, a carga tem resistência de 50 Ω, o diodo será o MUR105. Indutância de magnetização de 1 mH e o capacitor tem capacitância de 10 μF. Relação de transformação de 2,5:1. Considere operação em condução descontínua. Determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes de pico, média e eficaz nos elementos do circuito;
- A potência média na carga;
- A tensão máxima sobre os semicondutores;
- A ondulação de corrente e tensão;
- O rendimento do circuito.

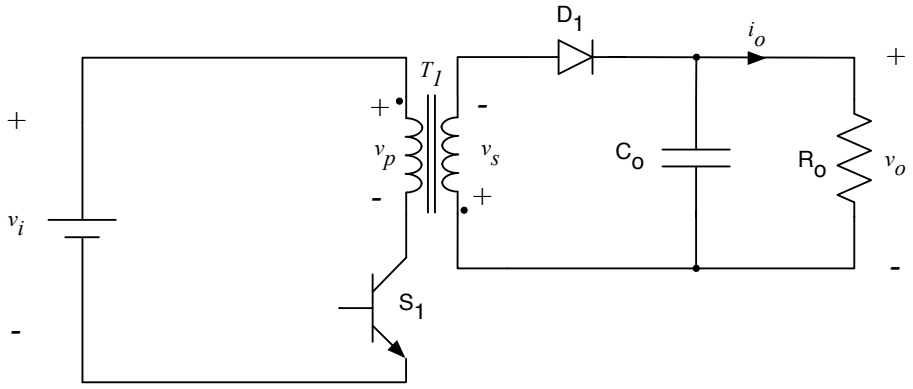


Figura 32 – Circuito para exercício proposto 02.

EP 03) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 01 (ER 01).

EP 04) Desenhe as principais formas de onda para o exemplo resolvido 02 (ER 02).

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Multisim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Considere que no circuito da Figura 33 a tensão de entrada seja de 24 V, a tensão de saída deve ser de 10 V com corrente de 500 mA. A ondulação de corrente desejada é de 10% e a ondulação de tensão deve ser de 1%. A frequência de operação do circuito é de 50 kHz. Os semicondutores são ideais. Determine, considerando condução descontínua:

- A razão cíclica de operação do conversor;
- A relação de transformação do transformador;
- Os valores do indutor e do capacitor de filtro;
- As correntes de pico, média e eficaz nos componentes do circuito;
- A potência média na carga;
- As tensões máximas nos semicondutores;
- As ondulações de corrente e tensão.

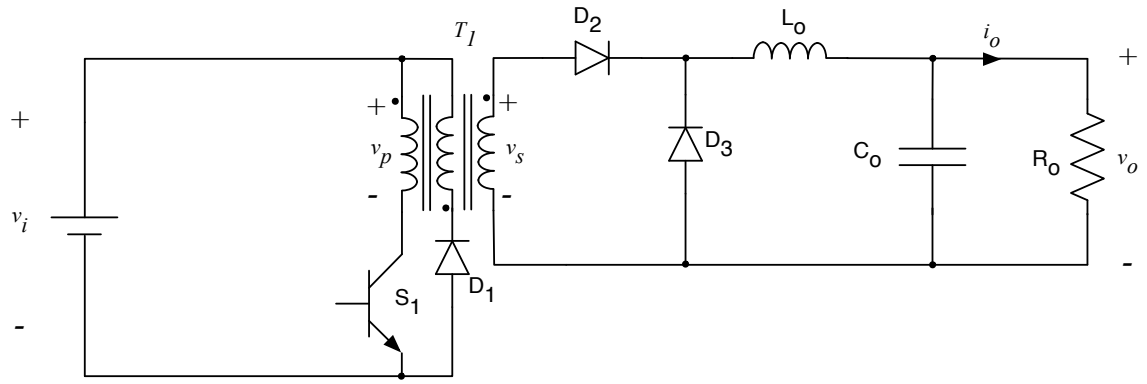


Figura 33 – Circuito para exercício proposto 08.

EP 09) Repita o exercício proposto 08 considerando condução contínua, ou seja, determine a razão cíclica e a relação de transformação para que isso aconteça.

EP 10) Considerando o circuito da Figura 30 e que a fonte de alimentação seja de 12 V, a chave é ideal e está operando com razão cíclica de 42%, a carga tem resistência de 5 Ω, o conversor está operando em condução descontínua, a relação de transformação é de 1:1, determine:

- A tensão média na carga;
- As correntes médias em todos os elementos do circuito;

- A potência média na carga.

EP 11) Refaça o exercício resolvido 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 12) Refaça o exercício resolvido 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 13) Refaça o exercício proposto 01 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 14) Refaça o exercício proposto 02 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

EP 15) Refaça o exercício proposto 10 considerando que o conversor esteja operando sem carga.

7 Laboratório

7.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc isolados.

Em síntese, objetiva-se:

- Identificar os principais parâmetros da fonte chaveada;
- Verificar o funcionamento da fonte chaveada;
- Identificar o esquemático e as principais partes de uma fonte chaveada.

7.2 Identificação dos Dados da Placa da Fonte Chaveada

A partir das informações contidas na placa de identificação, faça as anotações conforme solicitado na tabela 3.

Tabela 3 – Dados de placa da fonte chaveada.

Característica	Anotação do dado
Fabricante	
Modelo	
Tensão de entrada	
Tensão nominal de saída	
Corrente de saída	
Outras informações	

7.3 Funcionamento da Fonte Chaveada

Conecte a fonte chaveada na rede de energia elétrica por intermédio de um varivolt

(variador de tensão).

Meça a tensão de saída com a fonte sem carga, variando a tensão de entrada da mesma.

Tabela 4 – Limites de operação da fonte chaveada.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na saída [V]
85	
90	
95	
100	
105	
110	
115	
120	
125	
130	
135	
140	

Ajuste varivolt [V]	Tensão na saída [V]
175	
180	
185	
190	
195	
200	
205	
210	
215	
220	
225	
230	
235	
240	

Para a fonte operando com 220 V, meça a ondulação na tensão de saída sem carga e com carga.

Tabela 5 – Ondulação na tensão de saída.

Variável do circuito	Condição	Valores medidos
Tensão média de saída	Sem carga	
Ondulação na tensão de saída		
Tensão média de saída	Com ±50% de carga	
Ondulação na tensão de saída		
Tensão média de saída	Com ±100% de carga	
Ondulação na tensão de saída		

7.4 Questões

Considerando o esquemático mostrado na figura abaixo, determine.

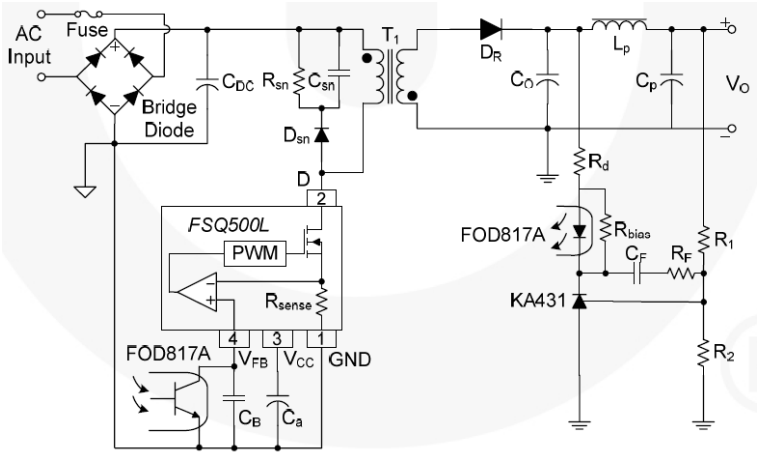


Figura 34 – Esquemático típico de uma fonte chaveada de baixa potência.

1) Um técnico realizou medições com o multímetro, verificando que não há tensão alguma sobre o capacitor CDC. Qual a conclusão que pode ser obtida com este ensaio?
2) Em outra fonte, o técnico verificou com o uso de um osciloscópio que a tensão no pino 2 do FSQ500L é pulsada, mas não há tensão na saída (Vo). Qual a conclusão que pode ser obtida com este ensaio?

8 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] MELLO, J. L. A. Projetos de fontes chaveadas. São Paulo: Érica, 1987.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PRESSMAN, A. I. Switching Power Supply Design. New York: McGraw Hill, 1998.

[6] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[7] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[8] POMILIO, J. A. Notas de aula de Eletrônica de Potência – Graduação. São Paulo, SP –

UNICAMP, 2013.

[9] BINDRA, A. Pulsewidth Modulated Controller Integrated Circuit: Four Decades of Progress. IEEE Power Electronics Magazine. Vol. 1, Nº 3. September, 2014.

[10] SMPSRM/D. Switchmode Power Supplies Reference Manual and Design Guide. On Semiconductor, 2007. Disponível em: http://www.onsemi.com.

[11] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

17

Capítulo

Conversores CC-CC Integrados

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento dos conversores cc-cc integrados.

objetivos

- Entender o funcionamento dos conversores cc-cc integrados;
- Analisar conversores cc-cc básicos integrados;
- Simular conversores cc-cc básicos integrados;
- Implementar conversores cc-cc básicos integrados.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos conversores operando em malha fechada.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, março de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost. Aqueles conversores não possuíam transformador, ou seja, não eram isolados. Neste capítulo serão apresentados alguns circuitos integrados utilizados para o desenvolvimento de conversores cc-cc.

Os circuitos integrados para conversores cc-cc foram desenvolvidos no século passado, mais especificamente nos anos 70 e 80 [1]. O primeiro circuito integrado desenhado especificamente para conversores chaveados foi o SG1524, feito realizado pelo Engenheiro Bob Mammano, na época pela empresa Silicon General [1]. Uma imagem deste circuito integrado é mostrada na Figura 1.

Na Figura 2 mostra-se o diagrama de blocos do circuito integrado SG1524. Após o lançamento de outros modelos deste circuito integrado, foram desenvolvidos os circuitos para controle dos conversores no modo corrente, sendo o UC1846 da Unitrode, hoje Texas Instruments. O diagrama de blocos deste componente é mostrado na Figura 3.

Em [1] é contada resumidamente a história dos circuitos primeiros circuitos integrados dedicados para conversores chaveados, seja cc-cc, como ca-cc e cc-ca. Atualmente existem inúmeros modelos de circuitos para conversores, especialmente para fontes chaveadas, para acionamento de motores, para correção de fator de potência, iluminação, dentre outras aplicações.

Assim, neste capítulo serão apresentados alguns circuitos integrados tipicamente utilizados para implementação de conversores cc-cc, detalhando-se o funcionamento do CI LM2575 da National Semiconductor, atualmente Texas Instruments.

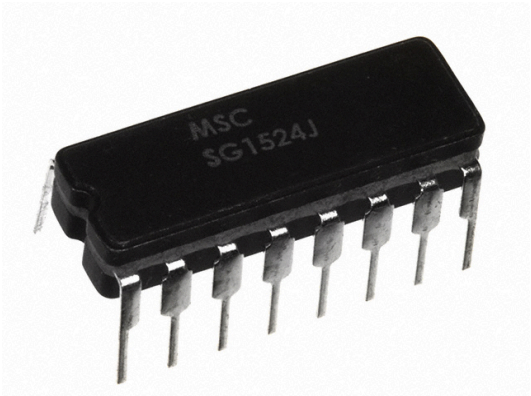


Figura 1 – Imagem do SG1524.

Fonte: www.digikey.com. Acesso em: 25/11/2014.

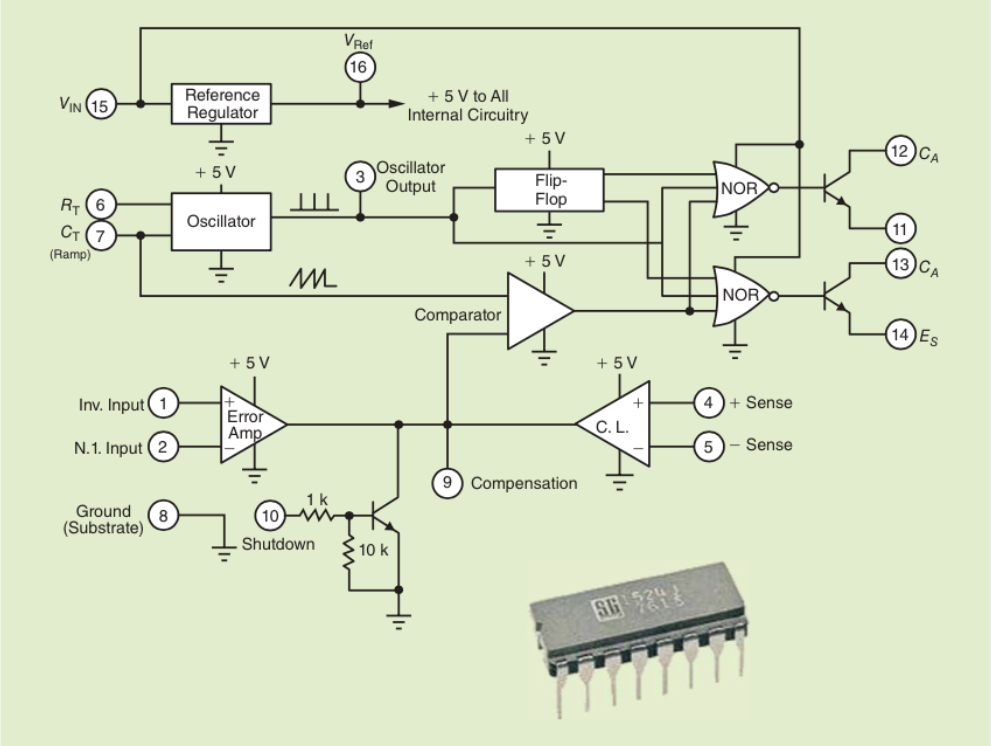


Figura 2 – Diagrama de blocos do SG1524 [1].

Fonte: www.ieee.org. Acesso em: 25/11/2014.

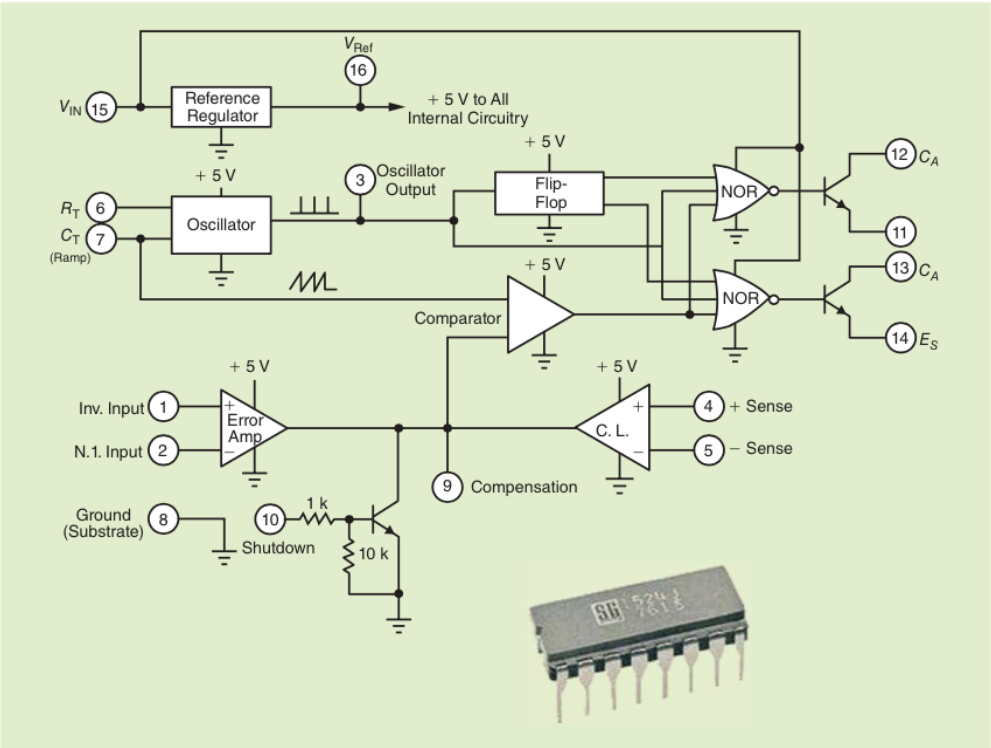


Figura 3 – Diagrama de blocos do UC1846 [1].

Fonte: www.ieee.org. Acesso em: 25/11/2014.

2 Circuito Integrado SG2524/SG3524

2.1 Introdução

O primeiro circuito integrado com modulação por largura de pulsos (PWM) para conversores cc-cc foi o SG1524. Atualmente a Texas Instruments produz o SG2524 e o SG3524, evoluções daquela primeira versão dos anos 70.

Estes circuitos integrados ainda são produzidos devido a sua versatilidade e facilidade de uso, podendo serem utilizados em conversores cc-cc isolados ou não, em ampla faixa de frequências de operação e tensão de alimentação.

2.2 Principais Características do SG2524/SG3524

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de alimentação: 8 a 40 V;
- Frequência de operação: até 450 kHz;
- Razão cíclica: 45% em cada saída;
- Comparador para proteção de sobrecorrente;
- Possibilidade de operação em malha aberta e em malha fechada;
- Partida suave.

2.3 Diagrama de Blocos do SG2524/SG3524

O diagrama de blocos do SG2525/SG3524 é mostrado na Figura 4. Nota-se que este circuito integrado apresenta um bloco de regulação interna de tensão, gerando uma tensão estabilizada no terminal 16. Possui a secção de conexão do resistor e capacitor para se determinar a frequência de oscilação, nos terminais 6 e 7. A partida suave é realizada pelo terminal 10, que também pode ser utilizado para habilitar e desabilitar as saídas. A limitação de corrente é realizada pelos terminais 4 e 5 do comparador, enquanto a operação em malha aberta e fechada é realizada pelos terminais 1, 2 e 9. As saídas são do tipo coletor e emissor aberto, tomadas nos terminais 11 e 12 e 13 e 14.

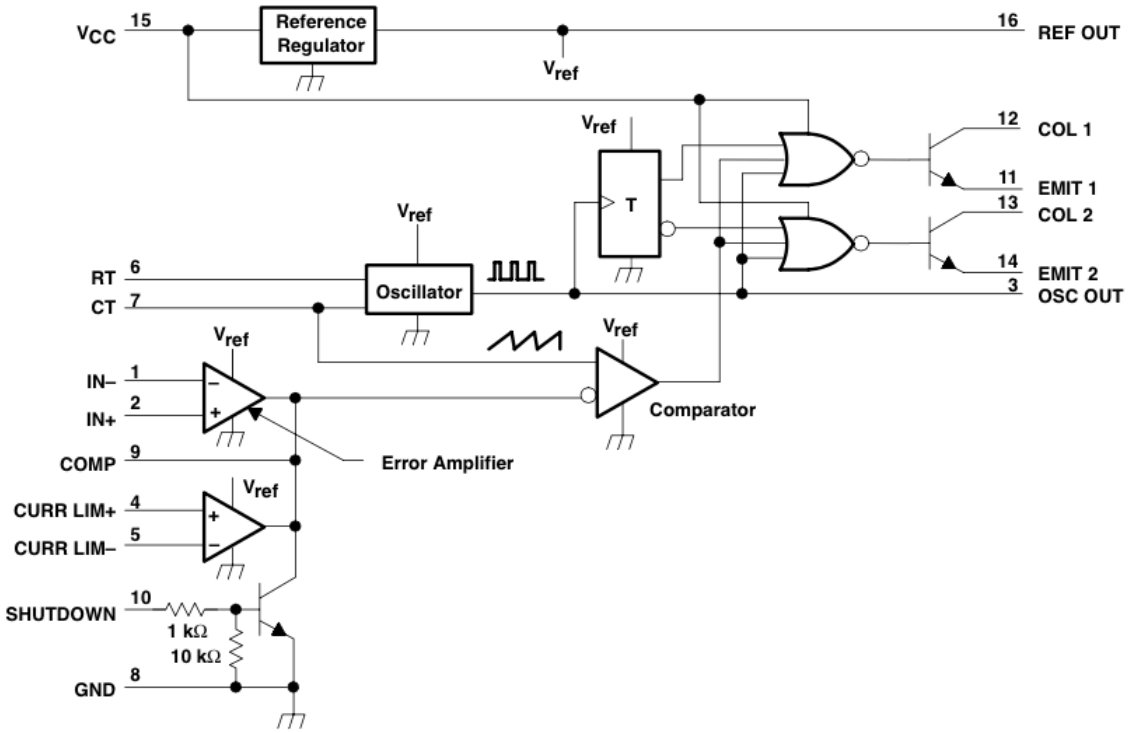


Figura 4 – Diagrama de blocos do SG2524/SG3524.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

2.4 Detalhes de Operação do SG2524/SG3524

Em muitas aplicações, principalmente em fontes chaveadas, se opera o conversor com razão cíclica entre 0 e 50%. Assim, pode-se utilizar as duas saídas para se comandar chaves diferentes, com razão cíclica complementar, como no caso do conversor cc-cc Push-Pull, como está mostrado na Figura 5.

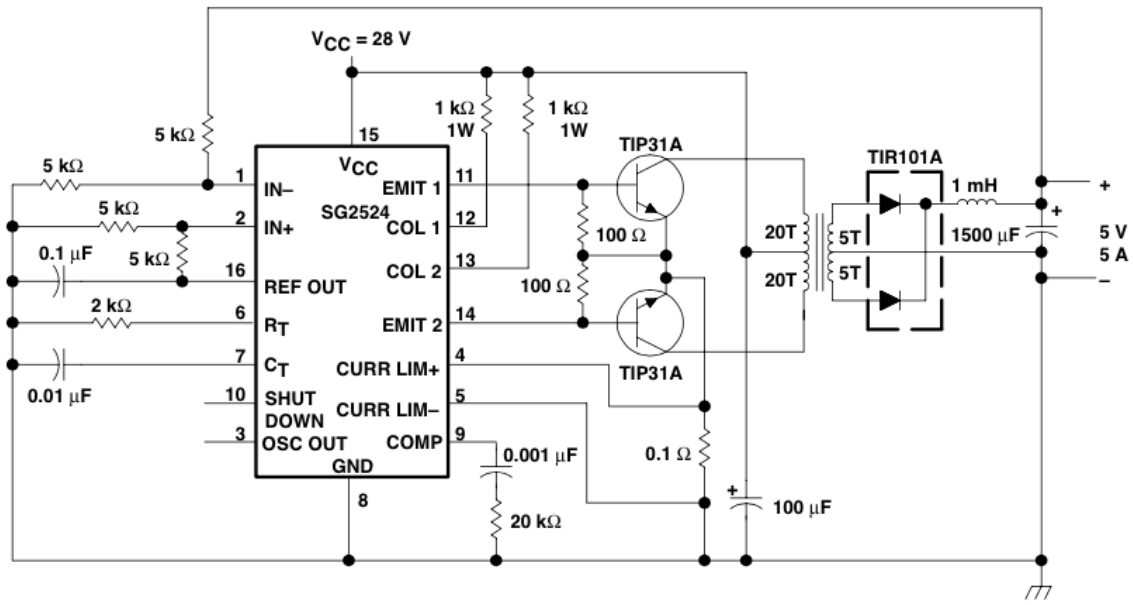


Figura 5 – Conversor Push-Pull implementado com o SG2524.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

Em outros casos, pode ser necessário ajustar a razão cíclica de 0 até 100%. Neste caso pode-se conectar as duas saídas do CI em paralelo, como está mostrado na Figura 6.

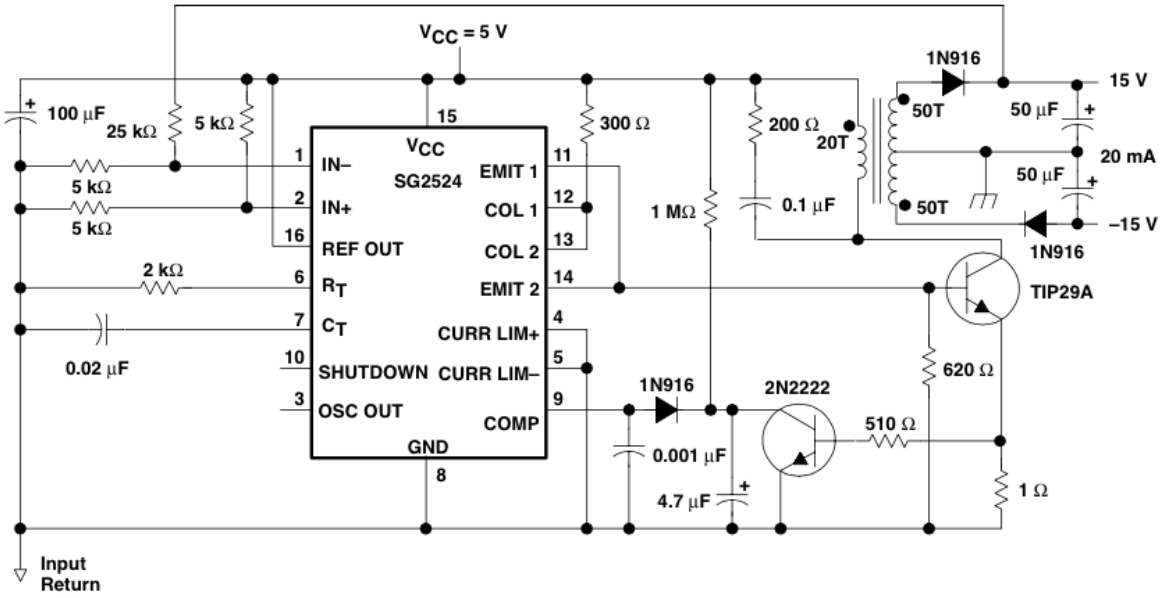


Figura 6 – Conexão das saídas do SG2524 em paralelo.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

3 Circuito Integrado UC3527

3.1 Introdução

Os circuitos integrados UC1525A, UC1527A, UC2525A, UC2527A, UC3525A, e UC3527A são versões de melhor desempenho do que o SG3524, além de permitirem conexões diferentes em suas saídas. Possuem também conexões para sincronização, caso sejam utilizados diversos componentes em um mesmo conversor.

3.2 Principais Características do UC3525A/UC3527A

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de alimentação: 8 a 40 V;
- Frequência de operação: 100 a 450 kHz;
- Razão cíclica: 45% em cada saída;
- Sinais de comando: com sobreposição de sinais no UC3527;
- Comparador para proteção de sobrecorrente;
- Possibilidade de operação em malha aberta e em malha fechada;
- Partida suave.

3.3 Diagrama de Blocos do UC3525A/UC3527A

O diagrama de blocos do UC3525A/UC3527A é mostrado na Figura 7. Nota-se que este circuito integrado é semelhante ao SG3524, mas possui um terminal para descarga do capacitor do oscilador (7) e um terminal de sincronismo deste oscilador (3). Por sua vez, as saídas são com dois transistores, um para gerar o nível alto e outro para gerar o nível baixo. Deste modo, estas saídas não podem ser conectadas diretamente em paralelo, como foi feito na Figura 8. Para tal deve-se utilizar diodos de bloqueio em cada uma, como mostrado na Figura 8.

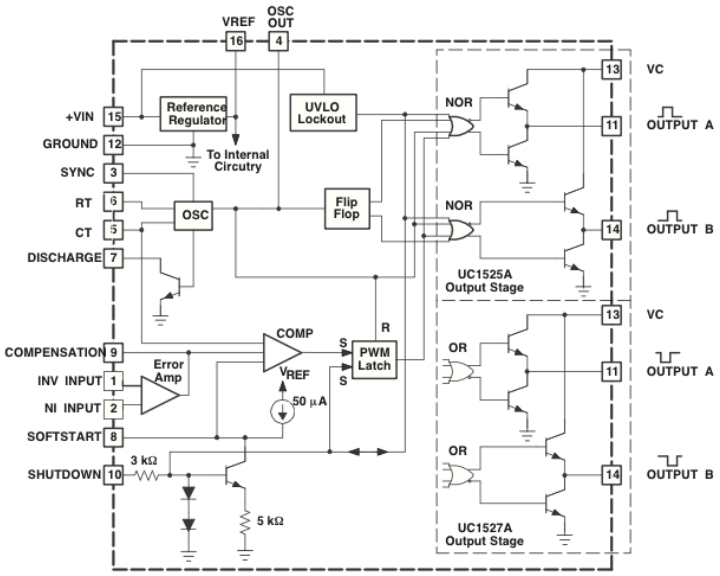


Figura 7 – Diagrama de blocos do UC3525A/UC3527A.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

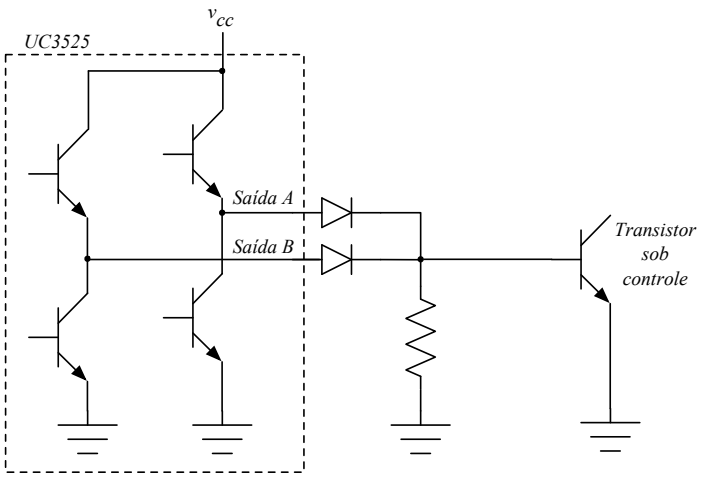


Figura 8 – Conexão das saídas do UC3525 em paralelo.

4 Circuito Integrado FSQ500N

4.1 Introdução

A série de circuitos integrados FSQ500 da Fairchild Semiconductor foi desenvolvida para aplicações em fontes chaveadas, visto estes componentes serem para tensões altas e baixas correntes. No entanto, os mesmos podem ser utilizados em qualquer aplicação, bastando se projetar o circuito de acordo com as especificações do componente.

4.2 Principais Características do FSQ500N

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de alimentação: menor que 10 V;
- Frequência de operação: 130 kHz;
- Transistor de potência, do tipo MOSFET integrado;
- Tensão do MOSFET: 700 V;
- Resistência do MOSFET: 25 a 41 Ω;
- Proteção de corrente;
- Proteção de temperatura.

4.3 Diagrama de Blocos do FSQ500N

O diagrama de blocos do FSQ500N é mostrado na Figura 9. Nota-se que este circuito difere dos circuitos integrados vistos anteriormente, pois neste caso se tem o MOSFET de potência também integrado ao componente, além dos elementos para o controle do conversor.

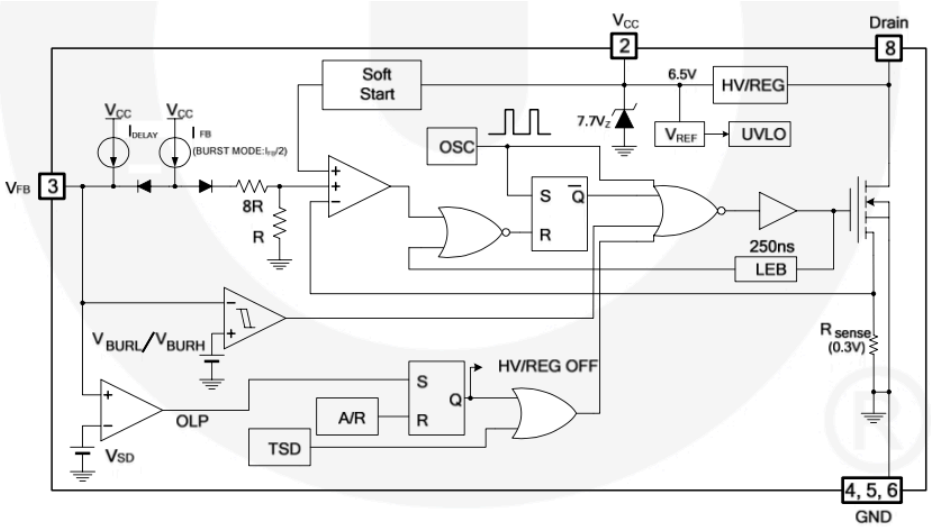


Figura 9 – Diagrama de blocos do FSQ500N.

Fonte: www.fairchildsemi.com. Acesso em: 25/11/2014.

Pela Figura 9 pode-se verificar que este circuito integrado possui poucos terminais, sendo

que o terminal 2 é para alimentação externa do mesmo, se for desejado. O terminal 3 é de realimentação, para o circuito de controle do conversor. Percebe-se que as funções necessárias para a geração do sinal de comando do MOSFET são realizadas internamente, facilitando o uso do circuito integrado.

5 Circuito Integrado VIPER22A

5.1 Introdução

A exemplo da série de circuitos integrados FSQ500 da Fairchild Semiconductor, o integrado VIPER22A da ST também foi desenvolvido para aplicações em fontes chaveadas. Este componente possui funcionalidades semelhantes ao FSQ500N.

5.2 Principais Características do VIPER22A

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de alimentação: 9 até 38 V;
- Frequência de operação: 60 kHz;
- Transistor de potência, do tipo MOSFET integrado;
- Tensão do MOSFET: 730 V;
- Resistência do MOSFET: 15 a 31 Ω;
- Proteção de corrente;
- Proteção de temperatura.

5.3 Diagrama de Blocos do VIPER22A

O diagrama de blocos do VIPER22A é mostrado na Figura 10. Pela figura pode-se verificar que este circuito integrado possui poucos terminais, sendo que o terminal VDD é para alimentação externa do mesmo, se for desejado. O terminal FB é de realimentação, para o circuito de controle do conversor. Percebe-se que as funções necessárias para a geração do sinal de comando do MOSFET, proteção de sobrecorrente e sobretemperatura são realizadas internamente, facilitando o uso do circuito integrado.

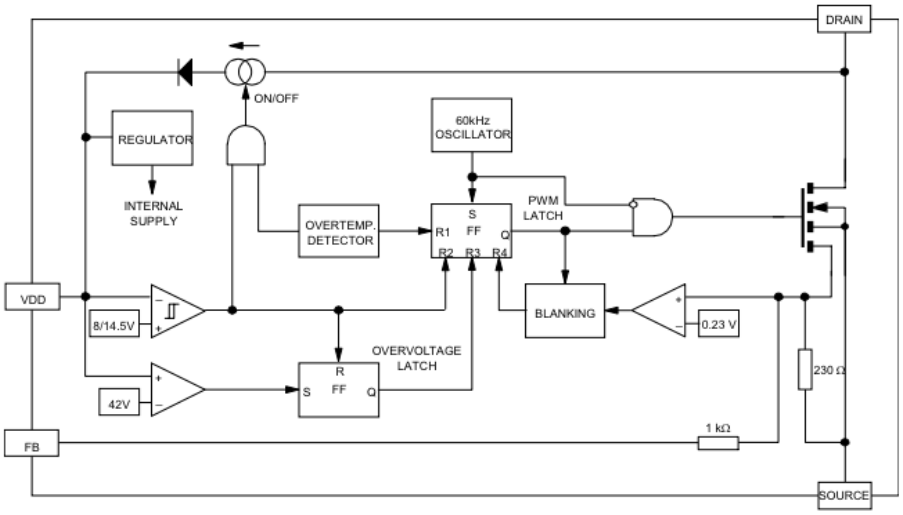


Figura 10 – Diagrama de blocos do VIPER22A.

Fonte: www.st.com. Acesso em: 25/11/2014.

6 Circuito Integrado LM2575

6.1 Introdução

O circuito integrado LM2575, inicialmente desenvolvido e produzido pela National Semiconductor, agora Texas Instruments, é um regulador chaveado, facilmente utilizado em circuitos reguladores de tensão, semelhantes aos lineares, da família LM78xx.

Por ser um componente simples de utilizar, dispensando um projeto complexo, o mesmo é amplamente utilizado para a construção de conversores cc-cc, normalmente abaixadores de tensão. Por sua vez, o circuito integrado LM2577 é utilizado para a implementação de conversores cc-cc elevadores de tensão.

6.2 Principais Características do LM2575

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de operação: até 40 V na versão padrão e 60 V na versão HV;
- Frequência de operação: 52 kHz;
- Transistor de potência integrado;
- Versões com tensão fixa de 3,3, 5, 12 e 15 V e versão com tensão ajustável de saída;
- Corrente de saída de 1 A;
- Proteção de corrente;
- Proteção de temperatura.

6.3 Diagrama de Blocos do LM2575

O diagrama de blocos do LM2575 é mostrado na Figura 11. Nota-se pela figura que este circuito integrado possui um terminal de habilitação e desabilitação (5), um terminal de realimentação (4), além do terminal de entrada (1) e saída (2). Percebe-se pela figura que naturalmente este circuito integrado é utilizado para se implementar conversores do tipo Buck.

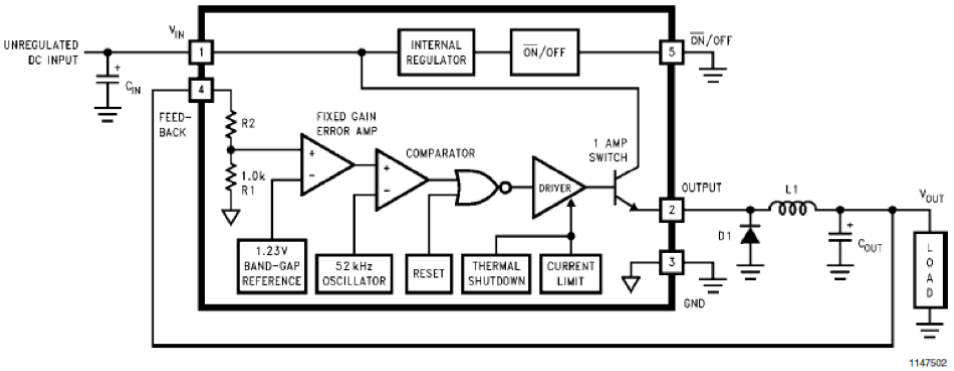


Figura 11 – Diagrama de blocos do LM2575.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

6.4 Operação do LM2575 com Tensão de Saída Fixa

A operação do LM2575 com tensão de saída fixa é realizada com a montagem mostrada na Figura 11. Neste caso o terminal de realimentação (4) é conectado diretamente na saída, sendo que esta será determinada pelo modelo do circuito integrado utilizado.

Observe na Figura 11 que é necessário adicionar o diodo de roda-livre do conversor Buck, além do indutor e capacitor para o filtro de saída. Também é aconselhável a conexão de um capacitor na entrada, para desacoplamento de indutâncias parasitas.

Ao desenhar a placa de circuito impresso do conversor, será necessário atentar para as indutâncias parasitas das trilhas, que podem provocar sobretensões sobre os semicondutores do circuito. Assim, na Figura 12 mostram-se as conexões dos componentes externos ao LM2575, ressaltando as distâncias que devem ser minimizadas.

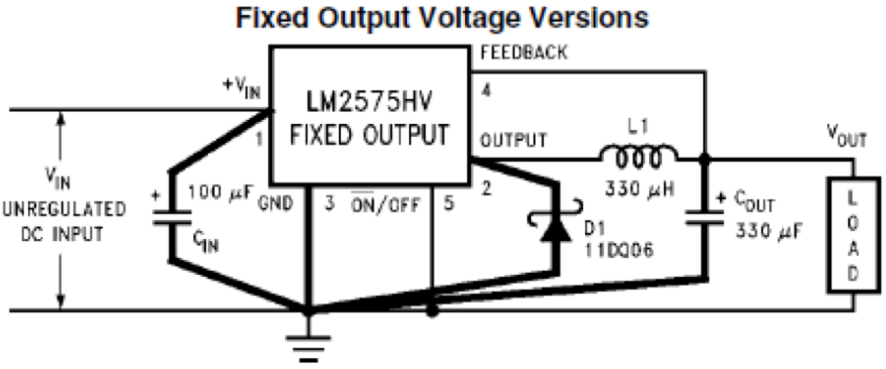


Figura 12 – Cuidados ao desenhar a placa de circuito impresso.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

Note que o capacitor de desacoplamento da entrada é conectado o mais próximo possível do circuito integrado, o que também é feito com o diodo de roda-livre. Por sua vez, as conexões para a referência (terra do circuito) devem ter um ponto de conexão em comum, o que pode ser conseguido usando malha de terra no layout da placa de circuito impresso.

Os elementos do circuito da Figura 11 são determinados conforme foi estudado no capítulo referente ao conversor Buck. No entanto, o fabricante do circuito integrado auxilia o usuário na escolha dos valores dos principais componentes.

Inicialmente deve ser determinado o próprio circuito integrado para a tensão de saída desejada, entre 3,3 V, 5 V, 12 V ou 15 V. A especificação para alta tensão (HV) dependerá do valor da tensão de entrada. Até 40 V será o modelo padrão e acima disto até 60 V será o modelo para alta tensão (HV).

A seguir, para o capacitor de entrada (C_{IN}) recomenda-se utilizar capacitores eletrolíticos entre 47 e 100 μF. O capacitor de saída, considerando uma ondulação de tensão da ordem de 1%, poderá ter seu valor entre 100 e 470 μF.

O indutor pode ser determinado com auxílio de gráficos apresentados na folha de dados do fabricante, variando de 100 até 2200 μH.

Finalmente, o diodo deve ter capacidade de corrente e tensão compatíveis com o circuito e ser rápido, preferencialmente com recuperação suave.

6.5 Operação do LM2575 com Tensão de Saída Ajustável

A operação do LM2575 com tensão de saída ajustável é realizada com a montagem mostrada na Figura 13. Neste caso o terminal de realimentação (4) é conectado à saída por intermédio de um divisor resistivo, que, neste caso, determinará a tensão de saída pela expressão a seguir.

$$V_o = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Onde:

- V_{ref} – tensão de referência de 1,23 V;
- R_1 – resistor do divisor resistivo com valores entre 1 kΩ e 5 kΩ;
- R_2 – determinado conforme a tensão de saída desejada.

Do mesmo modo que no conversor com tensão de saída fixa, também no conversor com saída ajustável será necessário adicionar o diodo de roda-livre e o indutor e capacitor de filtro. Na Figura 13 mostram-se novamente as conexões para minimizar as indutâncias parasitas das trilhas, ao se desenhar a placa de circuito impresso.

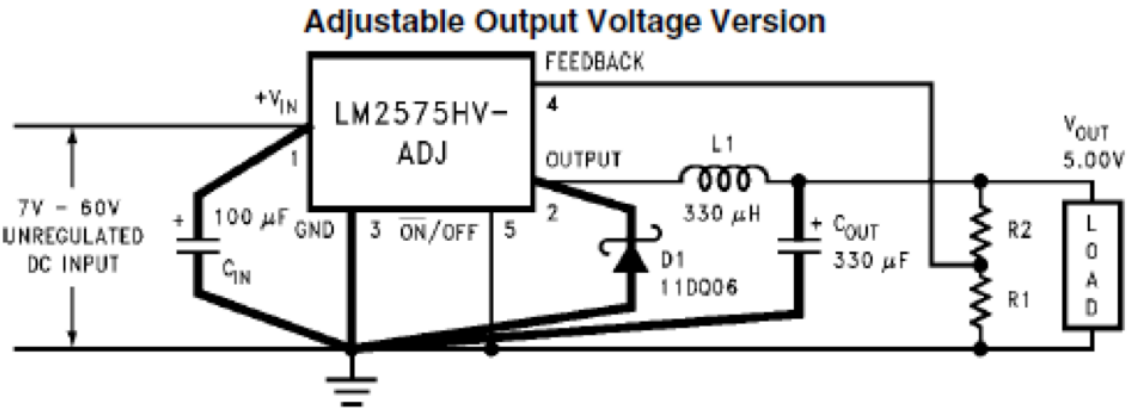


Figura 13 – Operação do LM2575 com saída ajustável.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

O procedimento de projeto dos elementos do conversor com saída ajustável é distinto ao do conversor com saída fixa. O divisor resistivo deve ser determinado em função da tensão de saída desejada, podendo-se empregar a expressão abaixo:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1 \right).$$

O indutor é determinado com auxílio da expressão a seguir, consultando-se o ábaco da folha de dados do componente. A frequência deve ser inserida em kHz e as tensões em V.

$$E \cdot T = \left(V_{in} - V_{out} \right) \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \cdot \left(\frac{1000}{F_s} \right) [V \cdot \mu s].$$

Por fim, o capacitor é determinado pela expressão abaixo, onde a indutância será inserida em μH e as tensões em V.

$$C_{out} \geq 7785 \cdot \left(\frac{V_{in_\max}}{V_{out} \cdot L} \right) [\mu F].$$

6.6 Conversores Comerciais com o LM2575 e LM2577

Anteriormente comentou-se que o LM2577 é similar ao LM2575, mas que é indicado para conversores elevadores de tensão, ou seja, do tipo Boost. Na Figura 14 mostra-se o diagrama de blocos do LM2575, o que possui internamente um transistor NPN com capacidade para 3 A e 65 V.

Exemplos de conversores comerciais que empregam o LM2575 e LM2577 são mostrados nas Figura 15 e Figura 16.

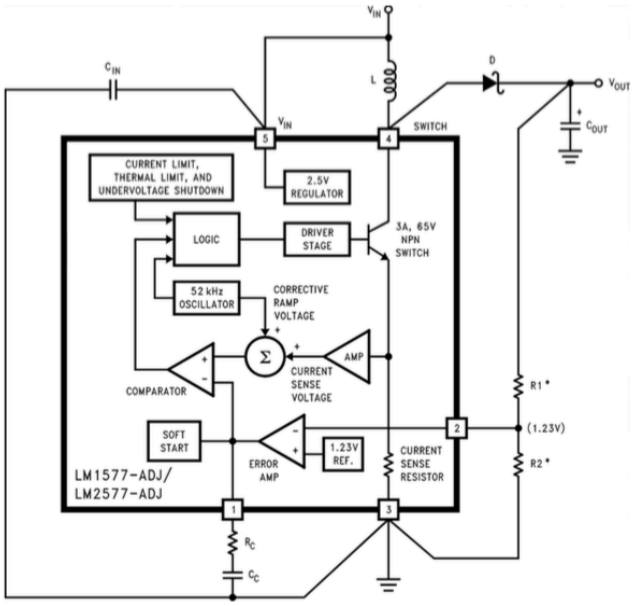


Figura 14 – Diagrama de blocos do LM2577.

Fonte: www.ti.com. Acesso em: 25/11/2014.

Figura 15 – Conversor cc-cc abaixador com LM2575.

Fonte: www.ebay.com. Acesso em: 25/11/2014.

Figura 16 – Conversor cc-cc elevador com LM2577.

Fonte: www.prodctodc.com. Acesso em: 25/11/2014.

7 Circuito Integrado BTS410

7.1 Introdução

O circuito integrado BTS410, da série PROFET, da Infineon, é definido pelo fabricante como uma chave inteligente, que pode ser empregada para ligar e desligar circuitos, além de se implementar conversores simples com a mesma.

7.2 Principais Características do BTS410

As principais características ou parâmetros elétricos deste circuito integrado estão listadas a seguir:

- Tensão de alimentação: 4,7 até 42 V;
- Frequência de operação: 60 kHz;
- Transistor de potência, do tipo MOSFET integrado;
- Tensão do MOSFET: 65 V;
- Resistência do MOSFET: 220 mΩ;
- Proteção de sobrecorrente;
- Proteção de sobretensão;
- Proteção de temperatura.

7.3 Diagrama de Blocos do BTS410

O diagrama de blocos do BTS410 é mostrado na Figura 17. Pela figura pode-se verificar que este circuito integrado possui cinco terminais, sendo que o terminal Vbb é a entrada de tensão, que também serve de alimentação ao CI. O terminal 5 é a saída do circuito, o terminal 2 é a entrada de sinal (PWM) e o terminal 4 indica se ocorreu falha, ou seja, atuação de alguma das proteções do circuito integrado.

É importante destacar que o circuito integrado BTS410 tem tempos de comutação grandes, da ordem de 100 μs, o que limita sua frequência máxima de operação.

Neste sentido, sugere-se utilizar este circuito integrado para fins didáticos ou em circuitos de proteção, ou para ligar e desligar outros circuitos, dentre outras aplicações compatíveis com as características deste componente.

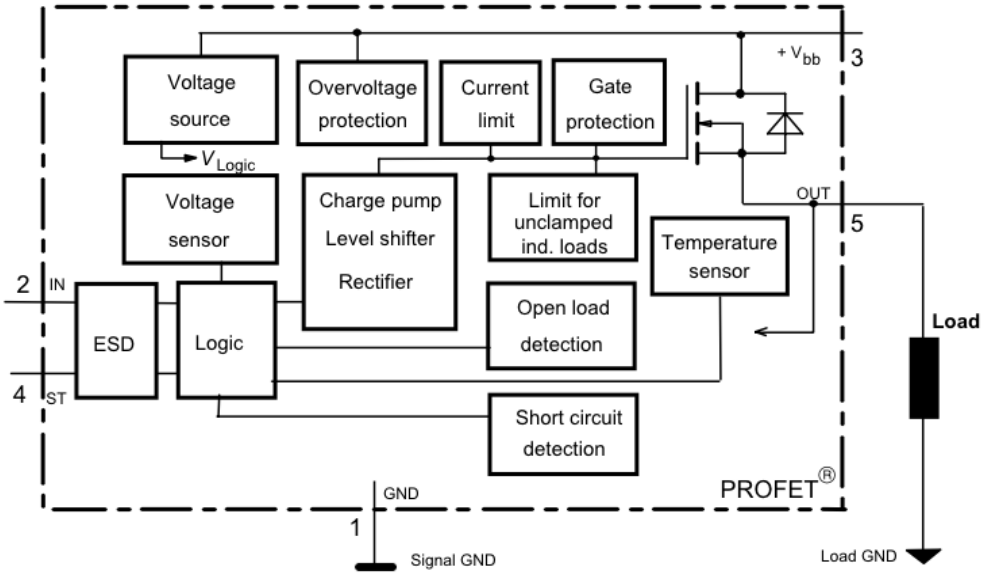


Figura 17 – Diagrama de blocos do BTS410.

Fonte: www.infineon.com. Acesso em: 25/11/2014.

8 Simulação dos Conversores em Estudo

Os conversores cc-cc integrados serão simulados utilizando os softwares Psim e Multisim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais, para fins de verificação das expressões teóricas apresentadas. A seguir será realizada uma simulação com componentes reais, visando a verificação das diferenças apresentadas em relação à simulação ideal.

8.1 Simulação do Circuito com Componentes Ideais

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 18, com as mesmas características das simulações de capítulos anteriores. Note que os componentes são ideais, no entanto se utiliza um modelo equivalente ao circuito integrado VIPER22A. A fonte é para 20 V (médios). A carga possui uma resistência de 33 Ω. O tempo de simulação pode ser de 3 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 μs). Note que a frequência de comutação é de 60 kHz, sendo determinada internamente ao modelo do VIPER22A. O indutor de filtro é de 100 μH com uma resistência série de 1 Ω e o capacitor é de 22 μF.

As formas de onda das principais variáveis do circuito estão mostradas nas Figura 19 e na Figura 20. Na Figura 19 tem-se as formas de onda durante o transitório de partida do conversor. Já na Figura 20 mostram-se as formas de onda para o circuito operando em regime permanente. Mostram-se as tensões de entrada, saída, de comando (PWM) do interruptor e a tensão sobre o interruptor interno ao VIPER22A, além da sua corrente. Os valores calculados e simulados não são comparados neste capítulo, visto que o circuito integrado VIPER22A funciona no modo corrente, isto é, a tensão de realimentação no terminal FB determinará a corrente de pico no seu interruptor

interno, resultando em um projeto diferente daquele realizado nos capítulos anteriores. Assim, este item referente a simulação de um conversor Buck com circuito integrado tem o objetivo de demonstrar como um circuito integrado pode ser implementado com componentes ideais em um simulador de circuitos eletrônicos.

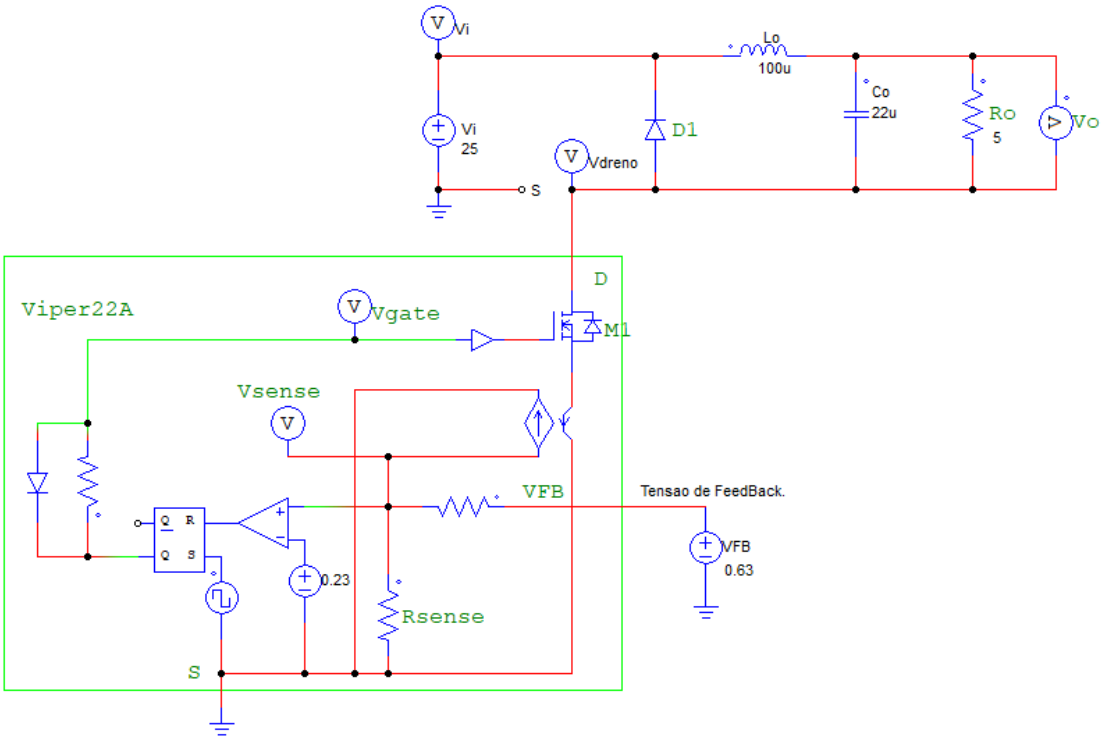


Figura 18 – Circuito simulado no Psim.

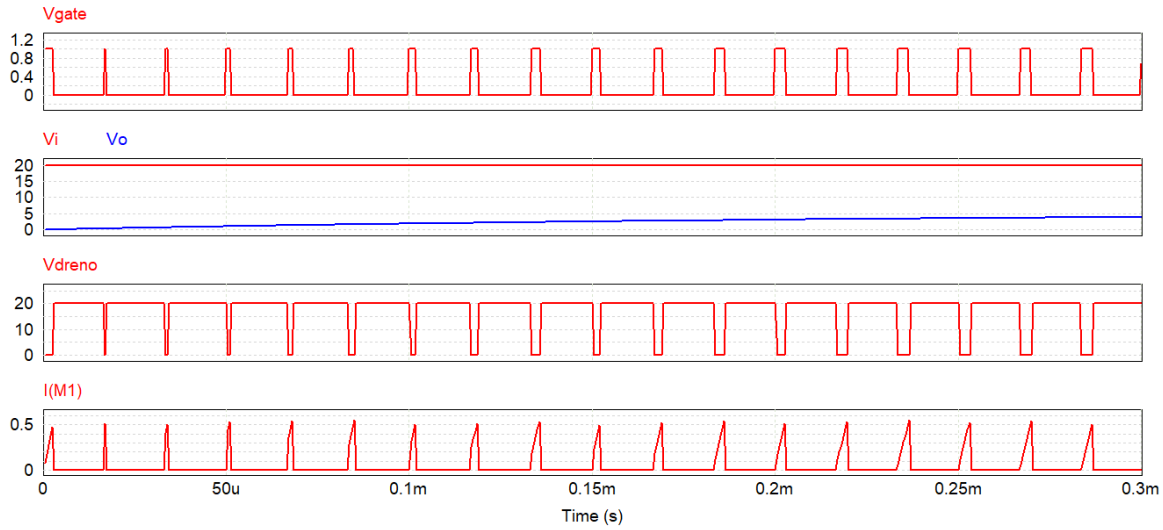


Figura 19 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck com componentes ideais e circuito integrado VIPER22A.

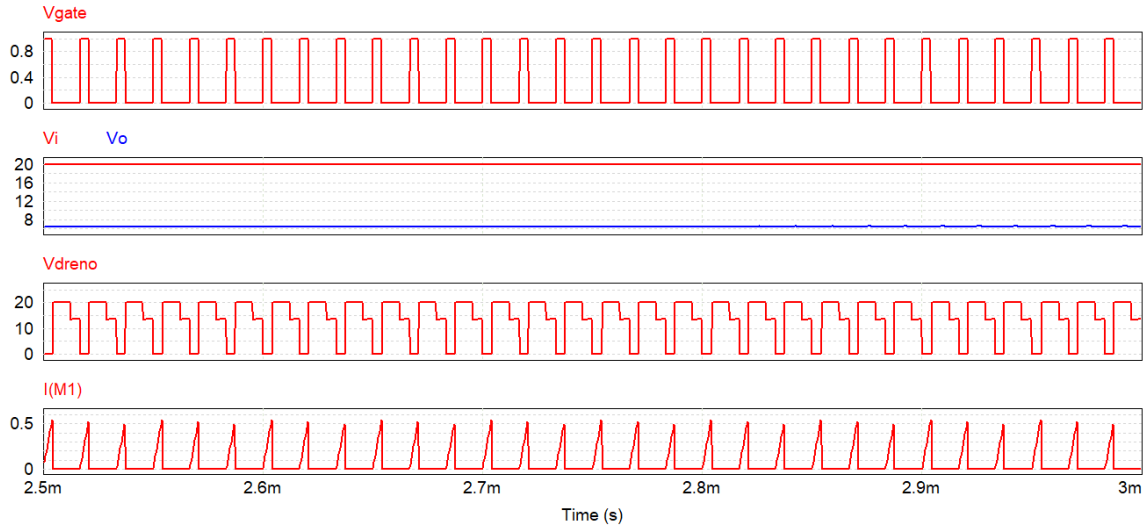


Figura 20 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck com componentes ideais e circuito integradoVIPER22A.

8.2 Simulação do Circuito com Componentes Reais

O circuito simulado no Multisim está mostrado na Figura 21. Note que os componentes são reais, ou seja, o circuito integrado possui um modelo específico para o circuito, que é o LM5009 do fabricante Texas Instruments. A fonte é para 20 V (médios). A carga possui uma resistência de 100 Ω. O tempo de simulação pode ser de 5 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). A frequência de comutação é ajustada pelos componentes do circuito, ficando na ordem de 337 de kHz, sendo que a razão cíclica é ajustada automaticamente para se obter a tensão de saída especificada pelo divisor de tensão formado pelos resistores R_4 e R_5. O indutor de filtro é de 100 µH e o capacitor é de 22 µF.

As formas de onda da tensão na entrada, tensão na saída e tensão sobre a chave são mostradas na Figura 22. As formas de onda das principais correntes no circuito são mostradas na Figura 23.

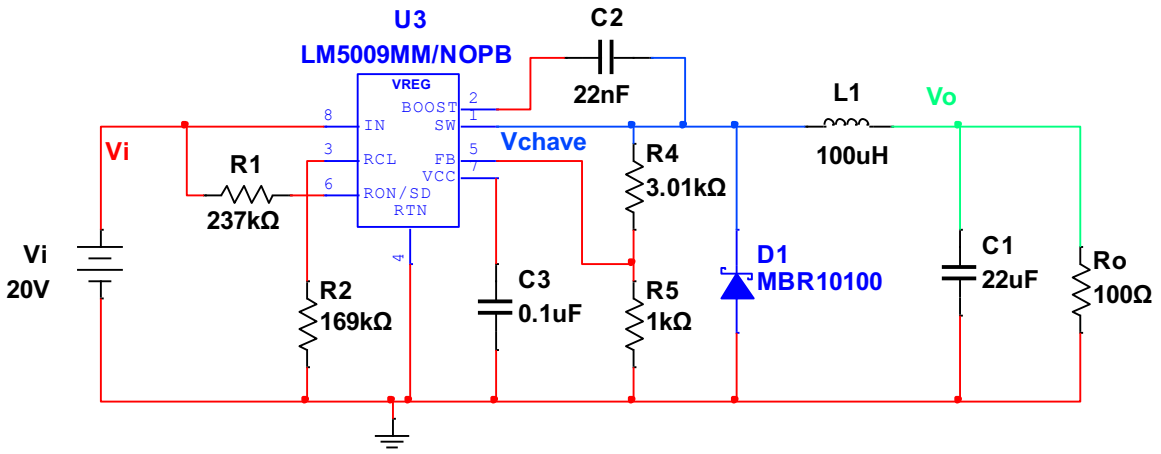


Figura 21 – Circuito simulado no Multisim.

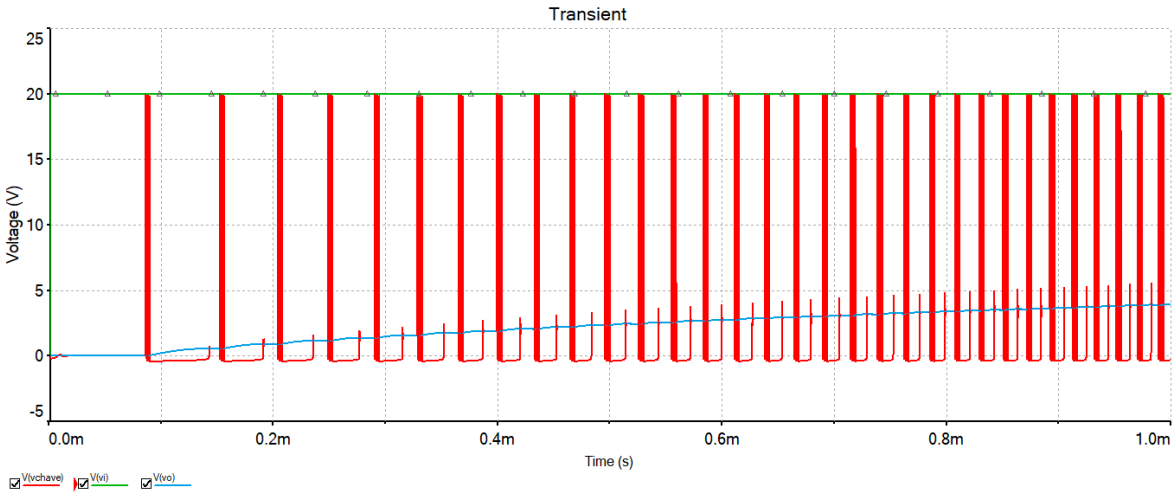


Figura 22 – Formas de onda da tensão de entrada, de saída e sobre o interruptor.

Esta simulação, assim como a anterior com o VIPER22A, tem por objetivo mostrar o potencial dos simuladores de circuitos eletrônicos, que podem ser utilizados para se realizar simulações com componentes complexos e modelos que mostram o comportamento do componente como o mesmo é no mundo físico. O projeto detalhado e a explicação do funcioanamento do circuito integrado LM 5009 é mostrado na folha de dados do mesmo.

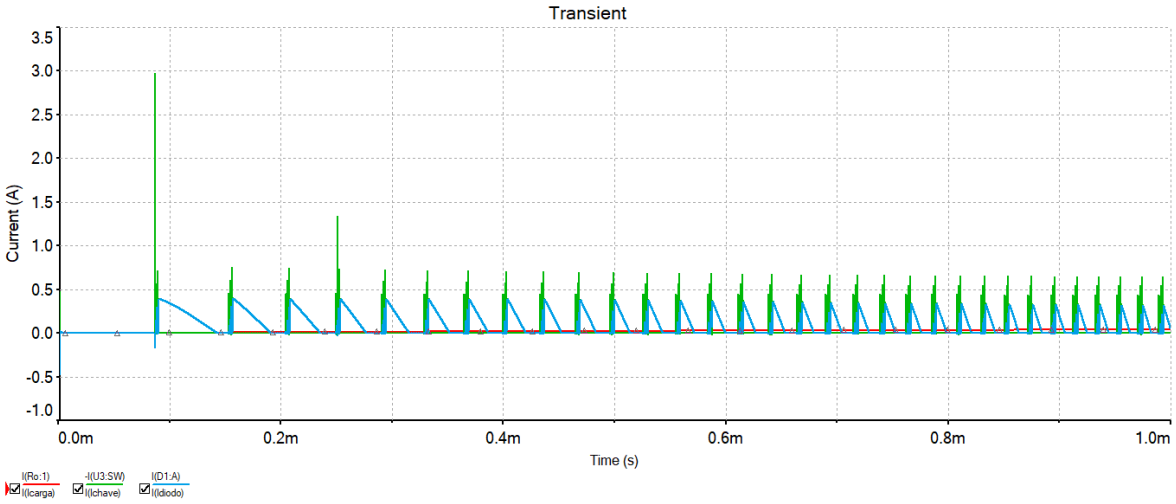


Figura 23 – Formas de onda das principais correntes do circuito.

9 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito integrado LM2575-ADJ e que a fonte de alimentação seja de 15 V, a saída tenha uma corrente de 500 mA com tensão de 5 V, determine:

- Os componentes do divisor de tensão de amostragem da tensão de saída;
- O capacitor de saída;
- O indutor de filtro.

A expressão que relaciona os elementos do divisor de tensão com as tensões de entrada e de saída do conversor é:

$$V_o = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Assim:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1\right) = 1k \cdot \left(\frac{5}{1,23} - 1\right) = 3,1k\Omega$$

O indutor é determinado com auxílio da expressão:

$$E \cdot T = \left(V_{in} - V_{out}\right) \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) \cdot \left(\frac{1000}{F_s}\right) = \left(15 - 5\right) \cdot \left(\frac{5}{15}\right) \cdot \left(\frac{1000}{52k}\right) = 64,1V \cdot \mu s$$

Consultando a folha de dados do componente se determina que o valor do indutor pode ser entre 470 e 680 μH.

O capacitor é determinado por:

$$C_{out} \geq 7785 \cdot \left(\frac{V_{in_\max}}{V_{out} \cdot L}\right) = 7785 \cdot \left(\frac{15}{5 \cdot 470}\right) \cong 50\mu F$$

ER 02) Repita o problema anterior considerando utilizar um regulador LM2575 fixo.

Neste caso será utilizado um regulador LM2575-5.0 V, não sendo necessário usar o divisor de tensão na realimentação, pois a saída é conectada diretamente no terminal de realimentação.

Com auxílio da folha de dados, determina-se que o valor do indutor pode ser entre 470 e 680 μH. O capacitor sugerido na folha de dados será entre 100 e 470 μF.

ER 03) Escolha o capacitor de entrada e o diodo de roda-livre para a questão anterior.

O capacitor de entrada sugerido na folha de dados do fabricante é da ordem de 47 μF.

O diodo de roda-livre deve ser rápido e suportar a corrente especificada no problema, podendo ser o modelo 1N5818, por exemplo.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito integrado LM2575-ADJ e que a fonte de alimentação seja de 15 V, a saída tenha uma corrente de 500 mA com tensão de 3,3 V, determine:

- Os componentes do divisor de tensão de amostragem da tensão de saída;
- O capacitor de saída;
- O indutor de filtro.

EP 02) Repita o problema anterior considerando uma tensão de entrada que varia de 11 a 15 V.

EP 03) Repita o problema anterior considerando uma tensão de entrada seja de 30 V.

EP 04) Faça um resumo dos principais circuitos integrados para conversores estáticos, anotando suas características e aplicações.

EP 05) Pesquisa a respeito do circuito integrado VIPER22A, que foi utilizado na simulação com componentes ideais no item 8.1 deste capítulo.

EP 06) Pesquisa a respeito do circuito integrado LM5009, que foi utilizado na simulação com componentes reais no item 8.2 deste capítulo.

10 Laboratório

10.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Buck.

Em síntese, objetiva-se:

- Montar um conversor cc-cc chaveado;
- Observar as principais formas de onda do circuito;
- Comparar os resultados de laboratório com os valores calculados.

10.2 Conversor cc-cc Chaveado

Localize na internet a folha de dados do circuito integrado LM1575 e utilize a mesma durante esta aula de laboratório para consulta.

Monte o conversor cc-cc integrado, conforme mostrado na Figura 24.

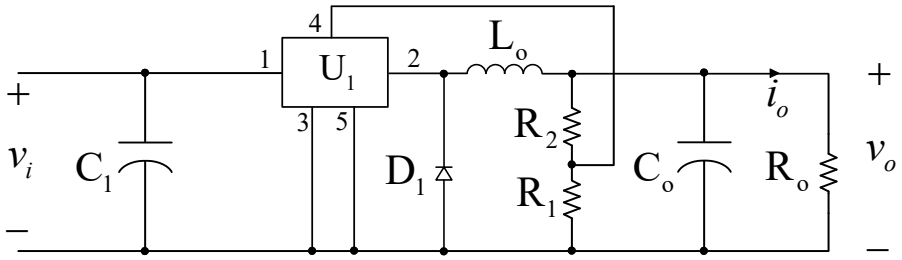


Figura 24 – Conversor cc-cc integrado.

Os elementos do circuito devem ser:

- Tensão de entrada (V_{in}) será de 15 V;
- O circuito integrado será o LM1575 ou equivalente;
- O diodo será o 1N4936;
- Indutor de filtro de 100 µH;
- Resistor de carga de 22//22 Ω x 5 ou 10 W.

Determine o valor dos resistores R_1 e R_2 do circuito da Figura 24 para uma tensão de saída de 5 V.

R_1 = _____

R_2 = _____

Determine o capacitor de saída considerando que a tensão média na entrada é da ordem de 15 V, a tensão de saída é de 5 V e o indutor é de 100 µH.

C_o = _____

Adicione estes elementos ao circuito e verifique seu correto funcionamento.

Anote os valores calculados e medidos na tabela 1.

Tabela 1 – Conversor Buck-cc integrado.

Variável do circuito	Valores calculados	Valores medidos
Tensão média no capacitor C_1		
Tensão média no terminal 2 de U_1		
Tensão média na carga		
Tensão de pico no terminal 2 de U_1		
Ondulação (*ripple*) de tensão na carga		

Meça a corrente na entrada e na saída do regulador chaveado, anotando os dados na tabela 2. Após isso, determine o rendimento da estrutura.

Tabela 1 – Rendimento do regulador chaveado.

Variável do circuito	Valores medidos/calculados
Tensão média no capacitor C_1	
Corrente média na entrada do regulador	
Potência média na entrada	
Tensão média na carga	
Corrente média na carga	
Potência média na carga	
Rendimento da estrutura	

Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 25 seguir.

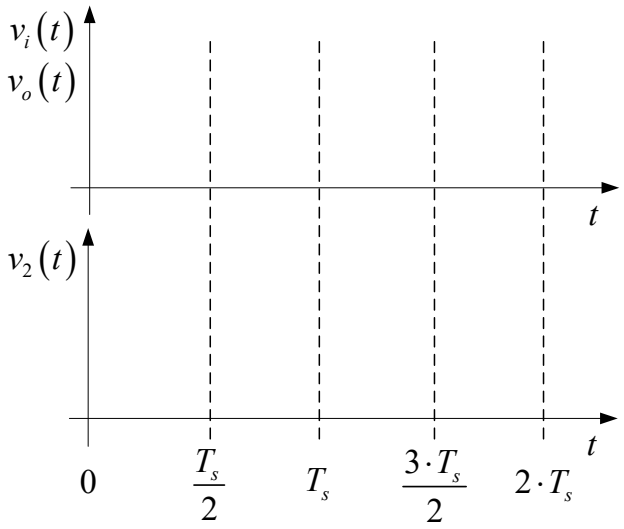


Figura 25 – Formas de onda observadas no osciloscópio.

10.3 Análise dos Resultados – Comente suas Respostas

1) O conversor está em condução contínua ou descontínua? Justifique sua resposta.
2) Comente a respeito dos valores calculados e medidos. Se ocorrerem diferenças, explique as razões para que isso tenha ocorrido.
3) Descreva as diferenças entre uma fonte que utiliza um regulador chaveado em relação àquelas que utilizam reguladores lineares.

11 Referências

[1] IEEE, Pulsewidth Modulated Controller Integrated Circuit: Four Decades of Progress. IEEE Power Electronics Magazine, September, 2014.

[2] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[3] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

18

Capítulo

Conversores CC-CC Operando em Malha Fechada

Meta deste capítulo

Estudar o funcionamento dos conversores cc-cc operando em malha fechada.

objetivos

- Entender a operação de conversores cc-cc em malha fechada;
- Analisar conversores cc-cc operando em malha fechada;
- Simular conversores cc-cc operando em malha fechada;
- Implementar conversores cc-cc operando em malha fechada.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo de circuitos de acionamento de motores cc.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, maio de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost. Além disso foram estudados os conversores isolados e alguns circuitos integrados utilizados para implementação de conversores cc-cc.

Em geral os conversores cc-cc operam em malha fechada, com o objetivo de se obter na saída o controle de alguma variável de interesse, sendo na maioria das vezes a tensão de saída ou a corrente de saída do conversor. Assim, o uso de conversores em malha aberta também pode ocorrer, mas não predomina nas aplicações de eletrônica de potência.

A Figura 1 mostra um conversor Buck com realimentação da tensão de saída e os principais elementos para operação em malha fechada. Nota-se que há necessidade de diversos componentes para implementar a operação em malha fechada, tornando o projeto destes conversores mais elaborados. O detalhamento das partes da malha de controle do conversor da Figura 1 serão detalhados ao longo deste capítulo.

Assim, neste capítulo serão apresentados os conceitos principais envolvendo a operação em malha fechada de conversores cc-cc, detalhes sobre controle do tipo liga-desliga e histerese e resultados de simulação para os conversores em estudo, além de exercícios resolvidos e propostos.

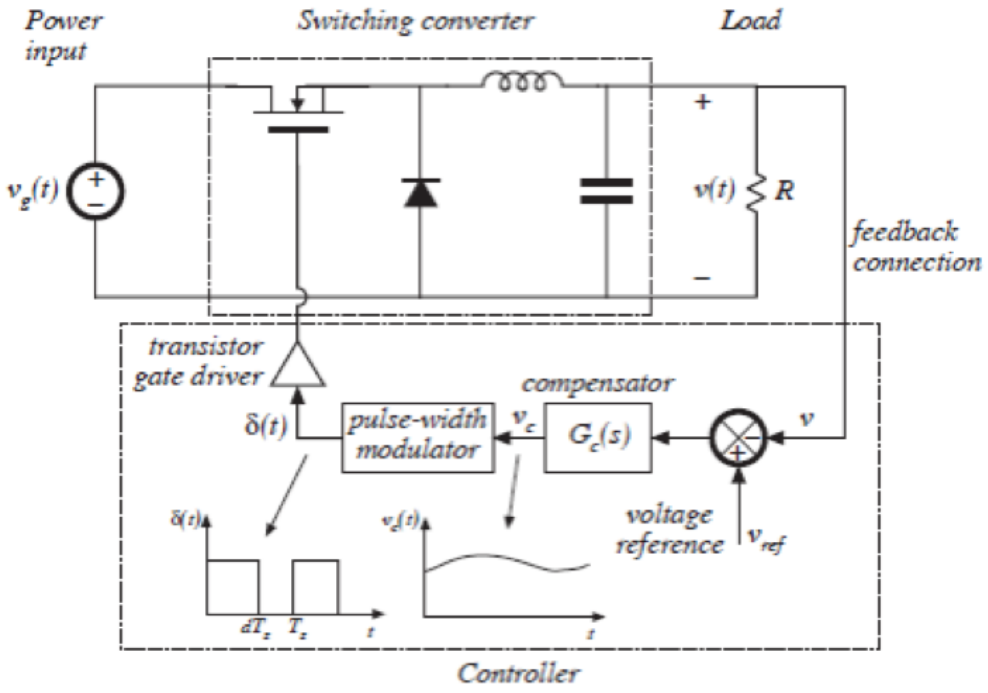


Figura 1 – Conversor Buck com elementos para operação em malha fechada.

Fonte: (Erickson, 1997).

2 Operação em Malha Fechada de Conversores CC-CC

2.1 Introdução

As aplicações de conversores cc-cc são das mais diversas e em sua maioria se utiliza a operação em malha fechada, visando o controle da(s) variável(veis) de interesse. Assim, em sistemas de aquecimento pode-se desejar manter uma temperatura constante, o que poderá ser feito por meio do controle da tensão sobre os elementos resistivos, por exemplo. Em sistemas de iluminação pode-se desejar manter o nível de luminosidade fixo, podendo ser feito por meio do controle da corrente aplicada no conjunto de iluminação com LED, por exemplo. Em veículos elétricos pode-se desejar manter a velocidade constante, podendo-se controlar a tensão e corrente aplicadas nos motores elétricos, por exemplo.

Assim, neste capítulo serão apresentados os principais conceitos envolvendo a operação de conversores cc-cc em malha fechada. Apesar do foco deste capítulo ser nos conversores cc-cc, o que aqui será estudado pode ser aplicado aos demais conversores, ou seja, aos conversores ca-cc, cc-ca e ca-ca.

2.2 Objetivos do Controle em Malha Fechada

Os principais objetivos de se realizar o controle em malha fechada de conversores é:

- Garantir a precisão no ajuste da variável de saída;
- Rápida correção de eventuais desvios provenientes de transitórios na alimentação ou mudanças na carga.

2.3 Operação em Malha Aberta versus Operação em Malha Fechada

As principais características da operação em malha aberta são:

- Circuito simples;
- Geralmente sem problemas de estabilidade;
- Erros estáticos (de regime) grande;
- Respostas transitórias com sobressinal;
- Projeto simples;
- Conformação de sinais complicada.

As principais características da operação em malha fechada são:

- Circuitos mais complexos;

- Podem apresentar problemas de estabilidade;
- Erros estáticos praticamente nulos;
- Melhora da resposta transitória;
- Projeto complexo;
- Possibilidade de conformar sinais.

2.4 Principais Técnicas de Controle

Atualmente se tem inúmeras técnicas para controle de conversores, sendo as principais listadas a seguir:

- Técnicas lineares versus não-lineares;
- Controle clássico versus controle moderno;
- Controle no domínio do tempo versus controle no domínio da frequência;
- Controle liga-desliga;
- Controle por histerese;
- Controle fuzzy;
- Controle adaptativo;
- Controle por variáveis de estado;
- Controle por modos deslizantes;
- Dentre outros.

Algumas técnicas são mais simples de serem implementadas, como por exemplo o controle liga-desliga e o controle por histerese, enquanto outras técnicas são mais complexas. Do mesmo modo, algumas técnicas possuem uma abordagem matemática simples, enquanto outras envolvem cálculos complexos e dispendiosos.

2.5 Descrição de um Sistema em Malha Fechada

O conversor apresentado na Figura 1 apresenta o estágio de potência, conforme foi estuado no capítulo correspondente ao conversor Buck; mas além da parte de potência se tem as etapas de comando e controle. A etapa de comando é responsável pelo acionamento do interruptor, ou seja, aplicar a corrente de base (no caso de transistores BJT) ou tensão de gatilho (no caso de tiristores, MOSFET ou IGBT) para o acionamento adequado das chaves. Logo antes do circuito de comando, que pode incorporar um *driver* para amplificação de corrente ou tensão, se tem o circuito de modulação, responsável por determinar a largura dos pulsos do sinal de comando do interruptor e a frequência de comutação do conversor.

O circuito de modulação, quando utiliza modulação por largura de pulsos (PWM),

conforme visto no capítulo introdutório aos conversores cc-cc, fará a comparação entre a portadora (com forma de onda dente-de-serra ou triangular) com a modulante (com forma de onda contínua ou senoidal, por exemplo). O objetivo do circuito de controle é justamente determinar a amplitude e forma correta da forma de onda modulante para que se tenha na saída do conversor a tensão correta, por exemplo.

Assim, no circuito da Figura 1, se faz a realimentação da tensão de saída (*feedback*), comparando esta tensão (v) com um valor de referência (v_{ref}). A partir desta comparação se gera um sinal de erro, que deverá ser compensado, isto é, alterado adequadamente em amplitude e forma (v_c), para então ser aplicado no circuito modulador, e então gerar o padrão correto para o acionamento do interruptor.

Destaca-se que em termos de projeto de um circuito para operar em malha fechada, a maior complexidade está justamente em determinar o circuito correto a ser utilizado no bloco denominado de compensador, que também pode ser denominado de controlador.

Em alguns sistemas e aplicações, esta atividade (de controlador) é realizada pelo ser humano, por exemplo, em um ambiente com controle de temperatura, onde o usuário atua ligando e desligando o ar-condicionado, conforme a temperatura estiver muito baixa ou muito alta. Neste caso, a realimentação é dada pelos sentidos do ser humano, a comparação com a referência e a função de compensação (decidir se deve ligar ou desligar o ar-condicionado) é realizada pelo processamento cerebral, sendo a atuação no sistema realizada, normalmente, pelas mãos do operador.

Os elementos descritos anteriormente são mostrados no diagrama de blocos da Figura 2, onde se mostram as etapas de geração do sinal de erro e sua compensação pelo bloco denominado de compensador, originando a tensão de controle que é aplicada no modulador.

Por sua vez, na Figura 3 é mostrado um sistema de controle completo, onde se destacam os seguintes elementos:

- Tensão de controle – variável de interesse e controlada no sistema em malha fechada;
- Referência – valor desejado para a variável controlada;
- Tensão medida – valor realimentado a partir da variável de interesse, ou seja, da tensão controlada;
- Erro – diferença entre o valor desejado e o valor real na variável controlada;
- Compensador – elemento responsável pelo processamento do sinal de erro, visando se obter a tensão de controle correta que fará com que a variável controlada seja levada ao valor correto. Em um conversor cc-cc significa que o compensador deverá gerar a tensão de controle adequada, que aplicada ao modulador, irá originar a razão cíclica (D) correta, para que a tensão na saída seja igual ao valor de referência desejado;
- Modulador – circuito responsável por gerar a razão cíclica adequada, ou seja, o sinal

de comando do interruptor, a partir da tensão de controle (modulante) e portadora;

- Planta – conversor que está sendo controlado, podendo ser qualquer conversor estudado, isolado ou não, ou outros conversores ainda não estudados até aqui;
- Perturbações – alterações no sistema que provocam alteração na variável controlada, por exemplo: alteração na tensão de entrada do conversor e alteração na carga conectada em sua saída. As perturbações não estão sendo medidas no sistema exemplo da Figura 3, mas o sistema de controle precisa corrigir a tensão de saída (variável controlada) sempre que ocorrer alguma perturbação no sistema, tornando assim a saída imune a estas alterações na planta;
- Medição – circuito responsável por realimentar a variável de interesse, podendo ser um circuito atenuador de tensão, usando divisor resistivo, ou sensores de tensão ou corrente, por exemplo.

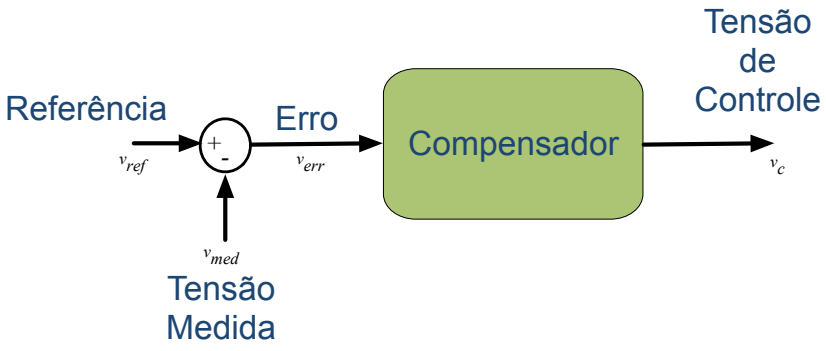


Figura 2 – Blocos de um sistema em malha fechada.

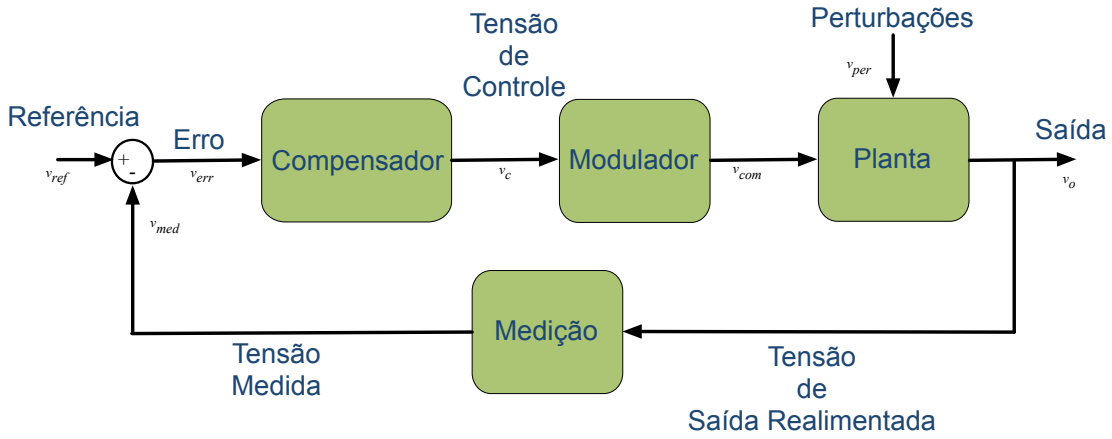


Figura 3 – Blocos de um sistema completo para operação em malha fechada.

2.6 Modelagem da Planta

A depender da técnica de controle que será utilizada no sistema em malha fechada,

poderá ser necessário determinar a relação matemática entre a tensão de saída (variável controlada) e a razão cíclica (variável de controle), em termos de comportamento dinâmico, ou seja, para fins de controle do conversor.

Especificamente para os conversores cc-cc, a relação entre a tensão de saída (v_o) e a razão cíclica (d) em regime permanente é denominada de ganho estático e foi apresentada nos capítulos referentes aos conversores Buck, Boost e Buck-Boost, a seguir reapresentadas para operação em condução contínua (CCM):

- Conversor Buck: $V_o = V_i \cdot D$;
- Conversor Boost: $V_o = V_i \cdot \frac{1}{1-D}$;
- Conversor Buck-Boost: $V_o = V_i \cdot \frac{D}{1-D}$.

Note que nas expressões acima se utilizam letras maiúsculas, representando que as variáveis são constantes no tempo, ou seja, são estáticas e não variam dinamicamente. Na operação real do conversor as variáveis V_o, V_i e D variam, mas de forma lenta, em comparação com as variações que ocorrem em termos de circuito de controle, que são mais rápidas e serão representadas por letras minúsculas; por isso se denominam as relações acima de ganhos estáticos dos conversores.

O diagrama de blocos de um sistema completo para conversores cc-cc é mostrado na Figura 4 onde se tem:

- Tensão de saída – v_o;
- Tensão de referência – v_{o_ref};
- Tensão de erro – v_{err};
- Tensão de controle – v_c;
- Razão cíclica – d;
- Tensão de entrada – v_i;
- Tensão medida – v_o^*;
- Função de transferência da planta – *G(s)* – relação entre a tensão de saída (v_o) e a razão cíclica (d);
- Função de transferência da planta – *F(s)* – relação entre a tensão de saída (v_o) e a tensão de entrada (v_i);
- Função de transferência do compensador – *C(s)* – relação entre a tensão de controle (v_c) e a tensão de erro (v_{err});
- Função de transferência do modulador – *Fm(s)* – relação entre a razão cíclica (d) e a tensão de controle (v_c);

- Função de transferência do medidor – H(s) – relação entre a tensão de saída medida (v_o^*) e a tensão de saída real (v_o).

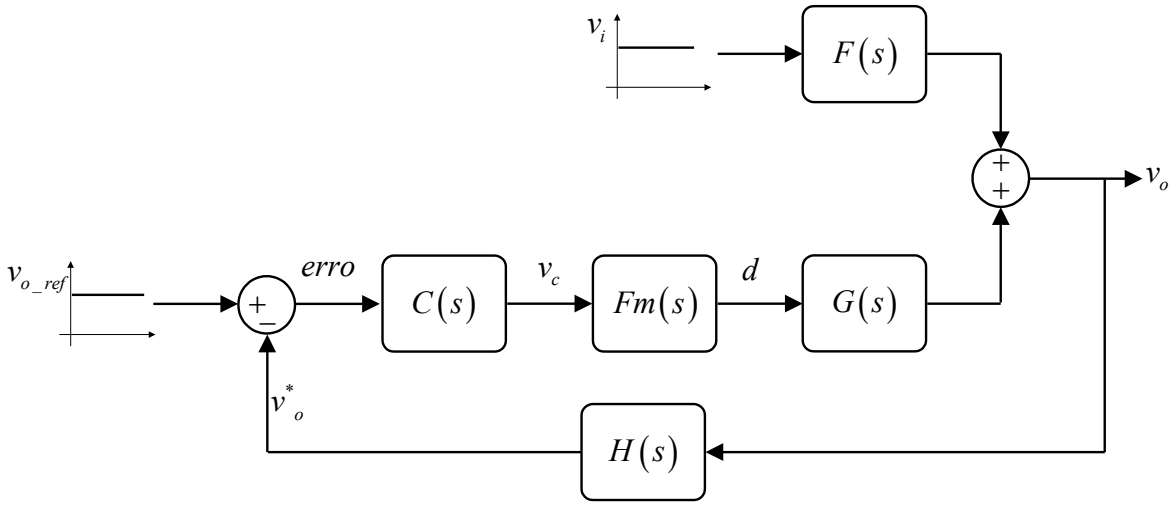


Figura 4 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada representado no domínio da frequência.

A variável "s" nos blocos da Figura 4 representa a frequência, pois é comum se utilizar a representação dos sistemas pelo domínio da frequência, que é mais simples do que representar os conversores no domínio do tempo. Esta variável é dada pela expressão a seguir, onde j é o número imaginário (raiz de -1) e *w* é a frequência angular:

$$s = j\omega .$$

Assim, as funções de transferência no domínio da frequência (em função de s) referentes ao conversor Buck, para operação em condução contínua (CCM) estão apresentadas abaixo:

- $$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = V_i \cdot \frac{R_o}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o} ;$$
- $$F(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} = D \cdot \frac{R_o}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o} .$$

A obtenção das funções de transferência dos conversores não é uma tarefa simples, e faz parte do estudo nos cursos de pós-graduação, por isso não será apresentada aqui, visto fugir do escopo deste material.

2.7 Realimentação e Pré-Alimentação

Os sistemas que operam em malha fechada podem usar realimentação e/ou pré-alimentação, sendo que alguns sistemas usam simultanemante as duas formas para melhorar o

desempenho do mesmo.

O mais comum é se utilizar a realimentação, medindo a variável de interesse e comparando a mesma com o valor de referência, conforme mostrado nos diagramas de blocos e esquemáticos das Figura 1, Figura 2, Figura 3 e Figura 4. Já em um sistema que emprega a pré-alimentação, poderia ser medida a tensão de entrada, por exemplo, e se aplicar a mesma para obtenção da razão cíclica correta, como está mostrado pela expressão a seguir para um conversor Buck operando em condução contínua.

$$V_o = V_i \cdot D \text{;}$$

$$d = \frac{v_{oref}}{v_{imed}} \text{.}$$

Neste caso, a razão cíclica seria obtida a partir da expressão do ganho estático do conversor, usando-se como tensão de saída o valor de referência desejado e na tensão de entrada, seu valor medido; assim, a razão cíclica seria corrigida conforme a tensão de entrada sofrer alguma perturbação.

A expressão anterior poderia ser combinada com o sistema de controle por realimentação, conforme mostrado na Figura 3, para aumentar a velocidade de resposta quando ocorrem perturbações na tensão de entrada. A mesma técnica é utilizada em conversores quando se mede a corrente na carga e se realimenta a mesma na equação da razão cíclica, para acelerar a resposta do sistema quando ocorrem variações de carga.

2.8 Controle por Valores Médios

Em virtude da comutação presente nos conversores cc-cc, é comum se aplicar os valores médios das variáveis no sistema de controle, conforme mostrado na Figura 5. O objetivo do controle por valores médios instantâneos é eliminar a ondulação (*ripple*) de alta frequência presente nas variáveis do conversor; fazendo com que os circuitos de controle operem com tensões e correntes que possuem variações mais lentas, que em termos de controle podem ser caracterizadas como constantes. Esta técnica, de controle por valores médios, simplifica e facilita o projeto dos circuitos de controle, mas torna o sistema mais lento, visto que alterações instantâneas nas variáveis do conversor não são percebidas pela malha de controle, o que caracteriza uma desvantagem da técnica.

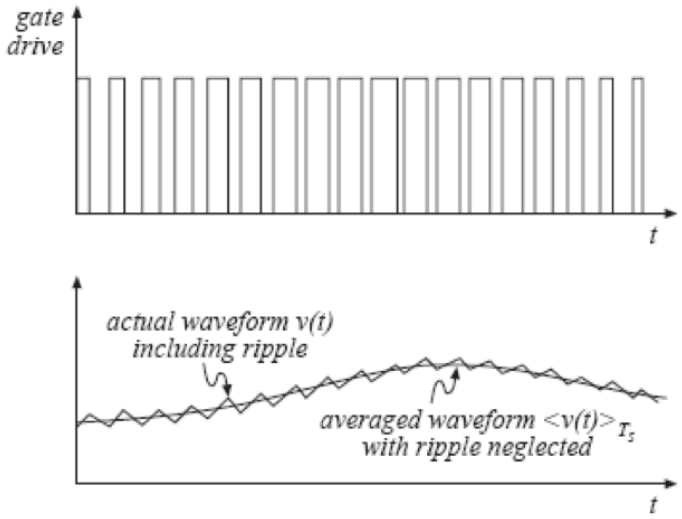


Figura 5 – Controle por valores médios instantâneos.

Fonte: (Erickson, 1997).

2.9 Requisitos de Resposta de Sistemas em Malha Fechada

As funções de transferência apresentadas anteriormente para o conversor Buck operando em condução contínua implicam que o sistema terá uma dinâmica de resposta, que dependerá das seguintes variáveis:

- Tensão de entrada (v_i);
- Carga na saída (R_o);
- Filtro de saída (L_o e C_o);
- Frequência de operação ($s = j \cdot \omega = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_s$).

A Figura 6 mostra a resposta de um conversor Buck quando ocorre uma variação instantânea no sinal de comando do interruptor. Esta resposta é denominada de resposta ao degrau, visto mostrar como a variável controlada (tensão de saída) responde dinamicamente para uma variação abrupta (degrau) na variável de controle (razão cíclica).

A partir da Figura 6 se nota que a tensão de saída tem resposta oscilatória, pois o sistema é de segunda ordem, como se observa na função de transferência do conversor Buck, pois a expressão tem um termo em s^2, denotando um sistema de ordem 2. Sistemas lentos, como por exemplo fornos ou ferros de soldar, que usam de aquecimento por efeito Joule em resistências, tem resposta de primeira ordem, como mostrado na Figura 7; neste caso a resposta é suave sem oscilações e sobressinais.

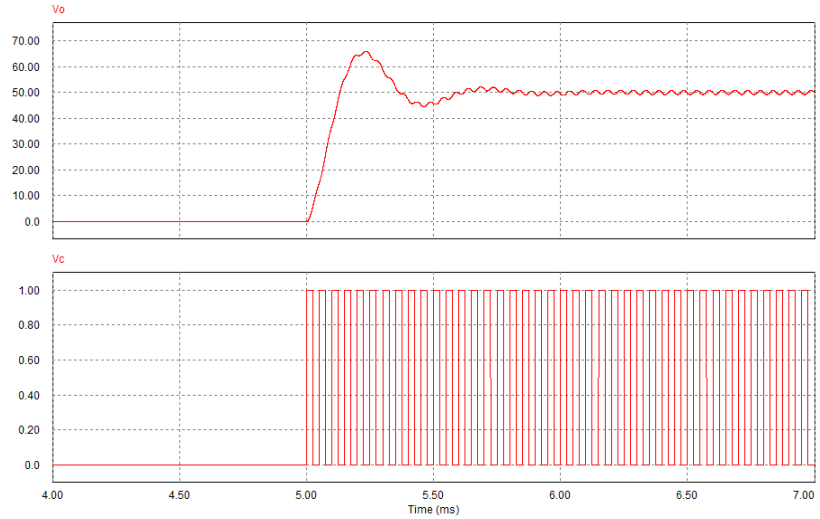


Figura 6 – Exemplo de resposta ao degrau de um conversor Buck.

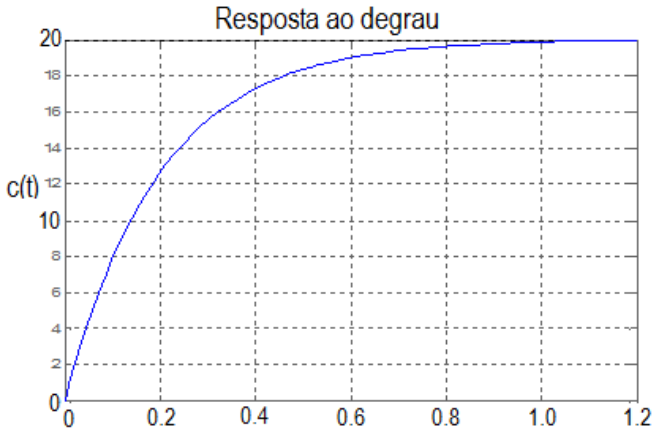


Figura 7 – Exemplo de resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem.

Fonte: http://engenhariaeletrica-maringa.blogspot.com/2013/10/etapa-06-controle-automacao-e_5.html. Acesso em: 27/05/2020.

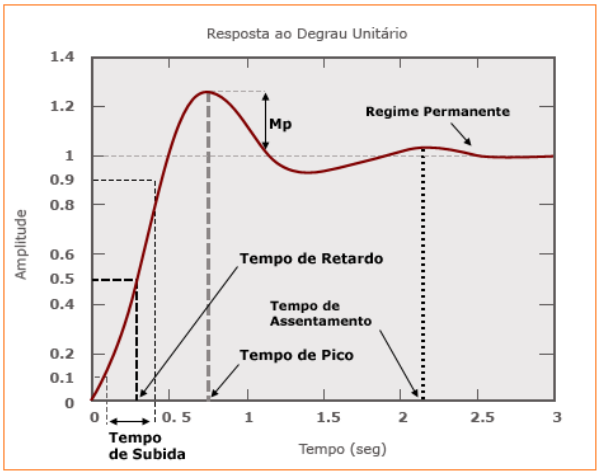


Figura 8 – Principais características da resposta de sistemas em malha fechada.

Fonte: https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/23295/dominiotf4.html. Acesso em: 27/05/2020.

Assim, na resposta dos sistemas em malha fechada, as principais características são:

- Tempo de subida – tempo que o sinal leva para crescer de 10 a 90% da amplitude final;
- Tempo de retardo – tempo que o sinal leva para atingir 50% da amplitude final;
- Tempo de acomodação ou assentamento – tempo que o sinal leva para entrar em regime permanente;
- Regime transitório – intervalo de tempo em que o sinal está variando (crescendo ou decrescendo);
- Regime permanente – quando o sinal está estabilizado e não varia mais;
- Sobressinal (*Mp*) – amplitude que o sinal atinge acima do valor de regime permanente.

Assim, o objetivo final de um sistema de controle em malha fechada é tornar a resposta oscilatória do conversor Buck, por exemplo, mostrada na Figura 6, em uma resposta mais próxima da resposta de sistemas de primeira ordem, como aquela mostrada na Figura 7, mas mantendo baixo tempo de resposta (pequeno tempo de subida e retardo) e pequeno sobressinal.

É importante destacar que o tempo de resposta dos conversores não depende unicamente do sistema de controle, mas também da frequência de comutação e dos elementos do filtro do conversor. Assim, para um conversor Buck, a frequência de ressonância do filtro de saída é dada por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}}.$$

Normalmente se coloca a frequência de corte do sistema de controle uma década (10 vezes) abaixo da frequência de ressonância do filtro do conversor, para garantir critérios de estabilidade do sistema em malha fechada. Por sua vez, o filtro de saída é projetado para filtrar justamente a frequência de comutação, sendo comum também alocar o mesmo uma década abaixo desta frequência. Assim, se teria que a frequência de cruzamento (ou corte) do sistema em malha fechada ficaria conforme a seguir.

$$F_o = \frac{F_s}{10} \rightarrow F_c = \frac{F_o}{10} \rightarrow F_c = \frac{F_s}{100}.$$

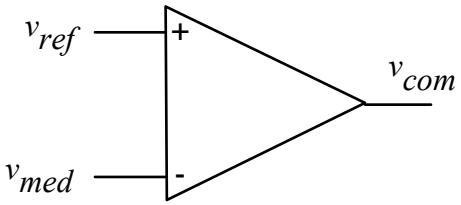
Por exemplo, um conversor operando com frequência de comutação de 1 kHz, teria então frequência de cruzamento de 10 Hz. Assim, o período de comutação do conversor seria 1 ms, e o tempo em termos de controle seria de 100 ms; tendo-se assim uma ideia da velocidade de resposta

que o conversor teria quando ocorrerem variações na tensão de entrada ou na carga. Por isso, se a frequência do conversor for maior, o tempo de resposta será menor. Neste exemplo, se a frequência de comutação fosse de 100 kHz, então o tempo de resposta em termos de controle seria da ordem de 1 ms, ou seja, a frequência de comutação aumentou em 100 vezes e o tempo de resposta diminuiu em 100 vezes.

2.10 Exemplos de Compensadores

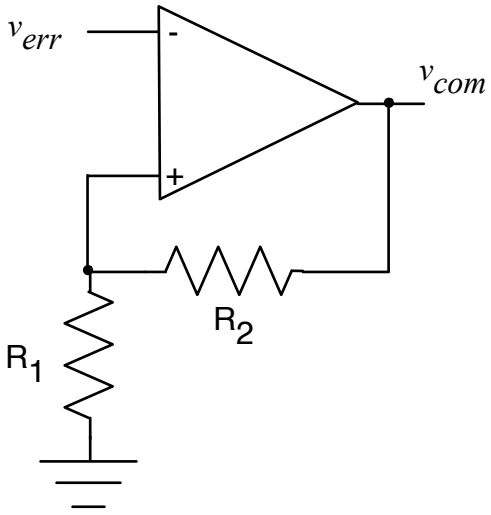
A título de exemplo serão apresentados a seguir alguns compensadores empregados no controle de conversores cc-cc juntamente com sua função de transferência.

- Liga-desliga (*on-off*) (Figura 9) – controlador muito simples, que compara a variável medida com a referência fazendo com que o interruptor seja ligado ou desligado conforme a saída estiver abaixo ou acima do valor desejado. O período de comutação e velocidade de resposta dependem unicamente da dinâmica do filtro do conversor;
- Histerese (Figura 10) – também é um sistema simples, mas que utiliza limites para definir se o interruptor deve ser ligado ou desligado; sendo que esta banda de limites é denominada de histerese. O período de comutação depende da faixa de histerese e do filtro de saída do conversor;
- Compensador proporcional (Figura 11) – representa um ganho ou uma atenuação simplesmente, denominado de K. Neste caso a frequência de comutação é determinada pelo modulador; este compensador apresenta erro estático em regime permanente;
- Compensador proporcional-integral (Figura 12) – representa um ganho com integração, que na prática é um efeito de memória do compensador, eliminando o erro estático em regime permanente, sendo denominado de PI. Neste caso a frequência de comutação é determinada pelo modulador; tem erro estático nulo em regime permanente;
- Compensador proporcional-derivativo (Figura 13) – representa um ganho com derivação, que na prática é um efeito de antecipação da tendência da variável controlada, sendo denominado de PD. Neste caso a frequência de comutação é determinada pelo modulador; este compensador apresenta erro estático em regime permanente, mas tem boa velocidade de resposta;
- Compensador proporcional-integral-derivativo (Figura 14) – representa um ganho com integração e derivação, sendo o controlador mais utilizado na indústria, denominado de PID. Neste caso a frequência de comutação é determinada pelo modulador; tem erro estático nulo em regime permanente e boa velocidade de resposta.



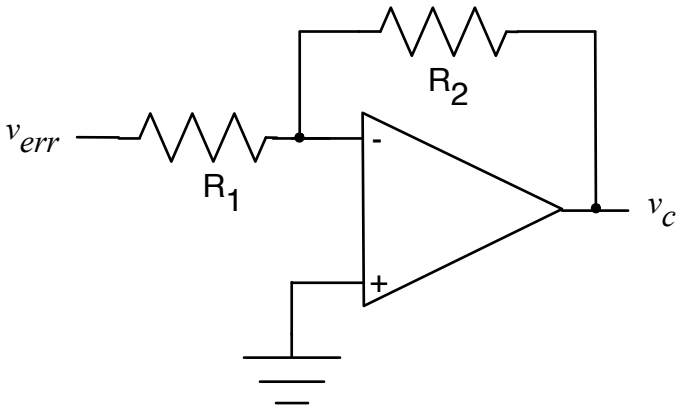
$$C(s)=\begin{cases}1 \text{ se } v_{err}>0;\\ 0 \text{ se } v_{err}<0.\end{cases}$$

Figura 9 – Controlador liga-desliga (on-off).



$$C(s)=\begin{cases}1 \text{ se } v_{err}<v_{ref_low};\\ 0 \text{ se } v_{err}>v_{ref_high}.\end{cases}$$

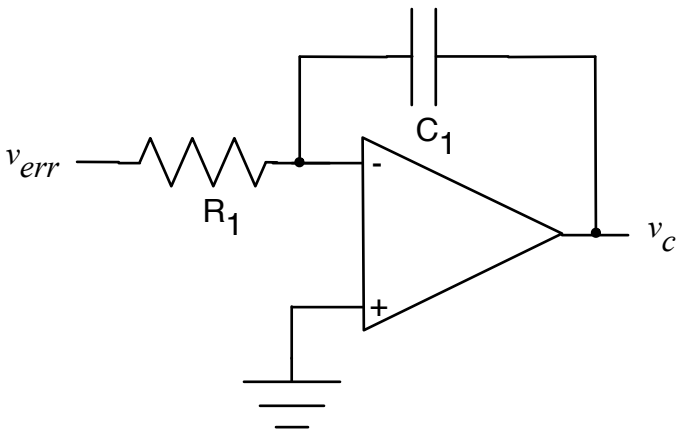
Figura 10 – Controlador com histerese.



$$C(s)=k_P$$

$$k_P=\frac{v_c}{v_{err}}=-\frac{R_2}{R_1}$$

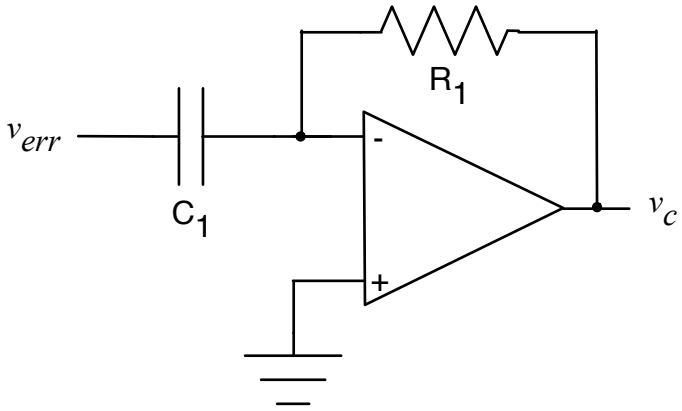
Figura 11 – Compensador proporcional (K).



$$C(s)=k_P+\frac{k_I}{s}$$

$$\frac{v_c}{v_{err}}=-\frac{1}{s\cdot R_1\cdot C_1}$$

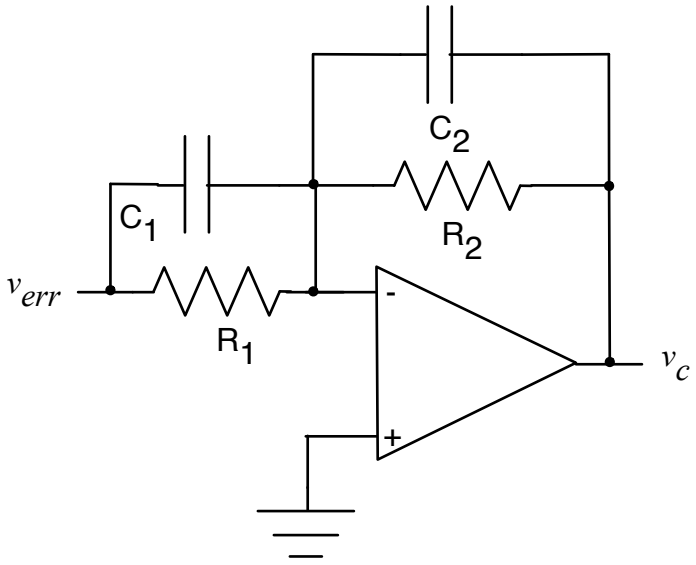
Figura 12 – Compensador proporcional-integral (PI).



$$C(s) = k_P + k_D \cdot s$$

$$\frac{v_c}{v_{err}} = -s \cdot R_1 \cdot C_1$$

Figura 13 – Compensador proporcional-derivativo (PD).



$$C(s) = k_P + \frac{k_I}{s} + k_D \cdot s$$

$$\frac{v_c}{v_{err}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_1 \cdot C_1)}{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}$$

Figura 14 – Compensador proporcional-integral-derivativo (PID).

Os circuitos dos compensadores apresentados podem ter diferenças em relação as funções de transferências apresentadas; isto é, as funções de transferência apresentadas estão no formato tradicional de sistemas de controle. Assim, conforme a configuração dos resistores e capacitores no circuito com amplificador operacional, pode-se ter funções de transferência com polos e zeros específicos.

3 Controle Liga-Desliga

3.1 Introdução

O controle do tipo liga-desliga é muito simples e foi um dos primeiros a ser utilizado pela humanidade. Consiste basicamente em ligar determinado sistema para aumentar o valor da variável de controle e desligar o sistema para diminuir esta variável.

A seguir será apresentado o princípio de funcionamento desta técnica, que pode ser empregada em conversores cc-cc, mas que industrialmente não é utilizada para esta finalidade, sendo aqui apresentada para fins didáticos.

3.2 Princípio do Controle Liga-Desliga

Um exemplo de circuito de controlador liga-desliga foi mostrado na Figura 9, constituído por um comparador, que torna a saída baixa sempre que o valor medido é superior ao valor de referência, ou torna a saída alta sempre que o valor medido for inferior ao valor de referência, conforme está sendo mostrado na Figura 15.

A Figura 16 mostra formas de onda típicas para um conversor, onde se tem a tensão de referência, a tensão medida, proporcional ou igual a tensão de saída do conversor, e o sinal de comando gerado para ser aplicado no acionamento do interruptor. Estas formas de onda são aproximadas e conforme a dinâmica do conversor, as mesmas serão diferentes em formato e tempos de crescimento e decrescimento.

Nota-se pela Figura 16 que sempre que a tensão medida for inferior ao valor de referência, a tensão de comando será alta, representando um tempo de chave ligada (t_{on}); já quando a tensão medida for superior a tensão de referência, o sinal de comando será baixo, fazendo com que o interruptor seja aberto, representando um tempo de chave desligada (t_{off}).

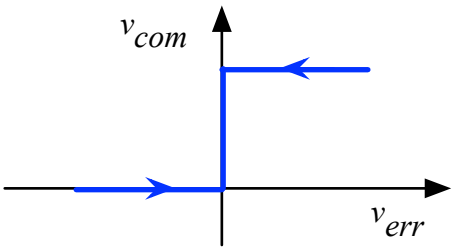


Figura 15 – Modo de operação do controle liga-desliga.

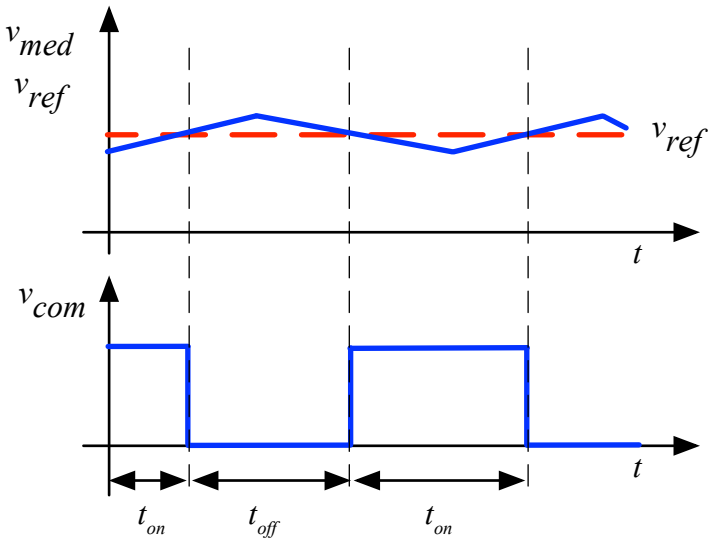


Figura 16 – Formas de onda para o controle liga-desliga.

Ainda em relação a Figura 16, no início do gráfico, a tensão de saída está baixa, mas crescendo, em virtude da chave estar fechada (t_{on}); quando a mesma atinge o valor de referência a chave será aberta, mas a tensão continuará crescendo por um certo tempo até começar a cair, pois este comportamento é característico de sistemas de segunda ordem, devido ao comportamento do

indutor de ter inércia de corrente e do capacitor de ter inércia de tensão. A forma de onda não será tão retilínea como representado na figura, mas terão um formato mais próximo de senoidal e exponencial, que seria difícil de esboçar, por isso se utilizou o formato de segmentos de retas.

É importante destacar que os tempos de chave ligada e chave desligada, que caracterizarão o período de comutação, dependem da dinâmica do conversor, ou seja, do tempo de resposta da tensão de saída frente ao valor da tensão de entrada e dos valores do filtro do conversor. Assim, não se conhece exatamente qual a frequência de operação do conversor, podendo esta assumir valores diversos durante a operação do conversor. Deste modo, esta técnica dificulta o projeto dos elementos do filtro do conversor e de outros filtros, como filtro de entrada e filtro de interferência eletromagnética.

Em virtude de suas características, isto é, por não operar com frequência de comutação fixa, e por apresentar desempenho baixo, esta técnica de controle não é utilizada em eletrônica de potência, especificamente em conversores cc-cc. A técnica de controle por liga-desliga (*on-off*) pode ser empregada em sistemas de primeira ordem, por exemplo, em sistemas de aquecimento, pois os mesmos possuem dinâmicas lentas e neste caso o desempenho não ficará comprometido em demasia.

4 Controle por Histerese

4.1 Introdução

O controle por histerese é um aperfeiçoamento do controle liga-desliga, tendo um desempenho bem superior e sendo empregado em eletrônica de potência em algumas aplicações.

A seguir será apresentado o princípio de funcionamento desta técnica, que pode ser empregada em conversores cc-cc, pois em termos de desempenho apresenta resultados muito bons, mas que apresenta a desvantagem de operar com frequência de comutação variável, ou seja, não é uma técnica que emprega modulação por largura de pulsos (PWM).

4.2 Princípio do Controle por Histerese

Um exemplo de circuito de controlador por histerese foi mostrado na Figura 10, constituído por um comparador com histerese, isto é, que tem dois níveis de comparação, um inferior e outro superior; assim, sempre que a tensão de erro for inferior ao limite inferior, a saída será levada a nível alto, já quando a tensão de erro for superior ao limite superior, a saída será levada a nível baixo, conforme mostrado na Figura 17.

A Figura 18 mostra formas de onda típicas para um conversor, onde se tem as tensões de referência (inferior e superior), a tensão medida, proporcional ou igual a tensão de saída do

conversor, e o sinal de comando gerado para ser aplicado no acionamento do interruptor. Estas formas de onda são aproximadas e conforme a dinâmica do conversor, as mesmas serão diferentes em formato e tempos de crescimento e decrescimento.

Nota-se pela Figura 18 que sempre que a tensão medida for inferior ao valor de referência inferior, a tensão de comando será alta, representando um tempo de chave ligada (t_{on}); já quando a tensão medida for superior a tensão de referência superior, o sinal de comando será baixo, fazendo com que o interruptor seja aberto, representando um tempo de chave desligada (t_{off}).

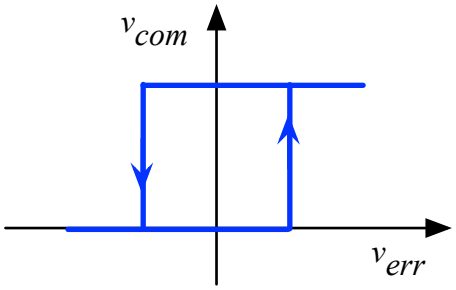


Figura 17 – Modo de operação do controle por histerese.

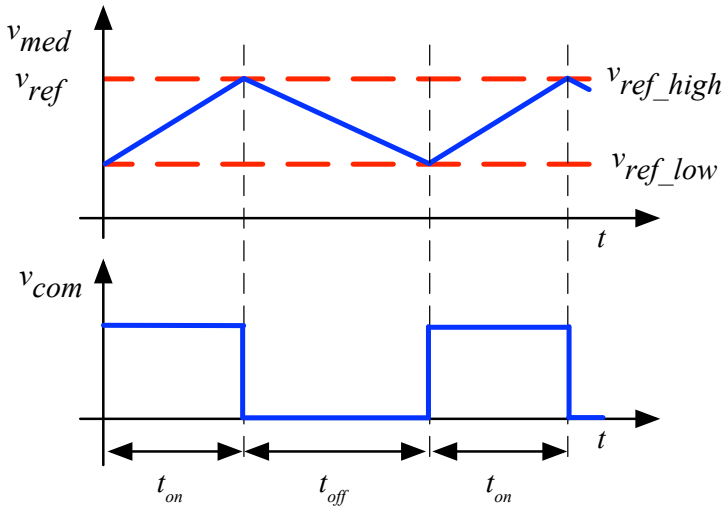


Figura 18 – Formas de onda para o controle por histerese.

A diferença entre a referência superior e a referência inferior é denominado de largura ou laço de histerese, conforme mostrado na Figura 17. Quanto maior for o laço de histerese, mais lento será a resposta do sistema de controle; por sua vez, quanto mais estreito for este laço, mais rápida será a resposta do sistema de controle. A largura do laço de histerese deve ser determinada em função do tempo de comutação dos interruptores utilizados nos conversores e da dinâmica do filtro nos mesmos. Em resumo, se a largura do laço de histerese for pequena, se terá frequências de comutação altas, enquanto se a largura for maior, as frequências de comutação serão menores. A rigor, a frequência de comutação poderia variar de zero até infinito, o que é impraticável em eletrônica de potência. Por esta razão esta técnica de controle e comando não é tão utilizada, em comparação com outras técnicas que podem empregar modulação por largura de pulsos (PWM).

A técnica de controle por histerese pode ser modificada, para operar dentro de limites de variação da frequência de comutação, o que implicará em perda de desempenho, mas que simplificará a escolha dos componentes do conversor.

Pode-se destacar ainda que tanto a técnica de controle liga-desliga, como a técnica de controle por histerese, dispendam a modelagem da planta, ou seja, não é necessário determinar as funções de transferência dos conversores, o que simplifica sobremaneira o projeto e implementação destes controles. Esta é a razão principal para estas técnicas serem escolhidas para apresentação

mais detalhada neste capítulo e também para seu emprego na aula de laboratório correspondente. Além disso, estas técnicas podem ser implementadas facilmente de maneira analógica ou digital, empregando microcontroladores, como será feito no laboratório apresentado na sequência.

5 Simulação dos Conversores em Estudo

Os conversores cc-cc operando em malha fechada serão simulados utilizando o *software* Psim. Inicialmente será realizada uma simulação considerando componentes ideais e operação com controlador do tipo liga-desliga, para fins de verificação dos conceitos estudados neste capítulo. A seguir será realizada uma simulação com controlador por histerese, para aprimorar o entendimento desta técnica de controle.

5.1 Simulação do Conversor Buck com Controlador Liga-Desliga

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 19, com as mesmas características dos circuitos simulados nos capítulos anteriores. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 5 V (médios). A carga possui uma resistência de 100 Ω. O tempo de simulação pode ser de 20 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 μs). Note que a frequência de comutação é de 1 kHz e a razão cíclica é de 50%. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um driver de acionamento do interruptor. O indutor de filtro é de 5 mH e o capacitor é de 100 μF.

A forma de onda para operação em malha aberta é mostrada na Figura 20, onde se nota o comportamento de segunda ordem do conversor. Verifique também que em virtude dos valores dos componentes utilizados, compatíveis com a aula de laboratório que será realizada posteriormente, se tem operação em condução descontínua (corrente no indutor se torna zero) e ondulação significativa no capacitor de saída.

O comportamento da tensão de saída mostrada na Figura 20 é semelhante aquele mostrado na Figura 6, denotando o comportamento de resposta ao degrau de conversores Buck.

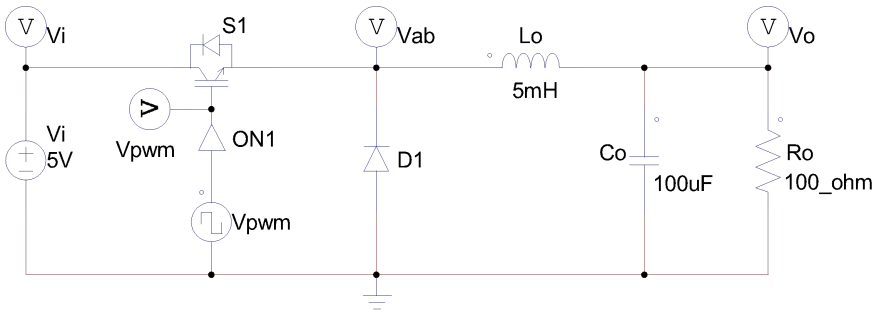


Figura 19 – Circuito simulado no Psim.

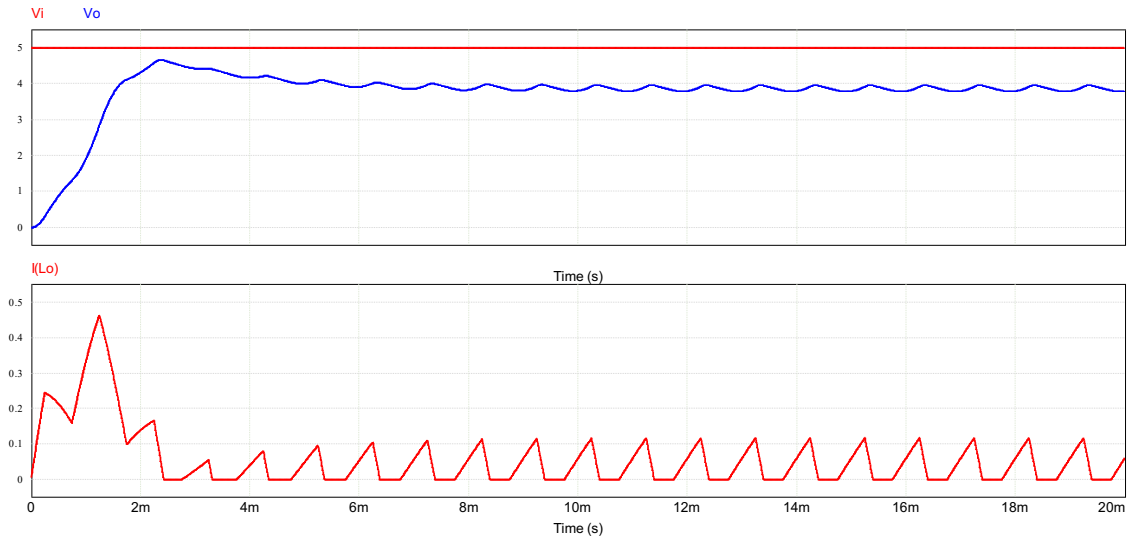


Figura 20 – Principais formas de onda do conversor cc-cc Buck com componentes ideais e operando em malha aberta.

A seguir o conversor foi simulado com um controle do tipo liga-desliga, conforme mostrado na Figura 21. A referência de tensão é de 3,3 V, ou seja, se pretende que este seja o valor da tensão de saída, visto que a mesma está sendo realimentada diretamente sem atenuação ou ganho.

As formas de onda da tensão de saída e tensão de comando são mostradas na Figura 22 onde se nota que o objetivo de se ter 3,3 V na saída foi atingido. Pode-se notar também o grande intervalo de tempo para o conversor entrar em operação em regime permanente, que é decorrente da técnica de controle utilizada, frequência de comutação e valores do filtro e da carga. Na Figura 23 se mostra a resposta do conversor para um transitório na tensão entrada, onde se percebe o bom comportamento do sistema de controle frente a esta perturbação.

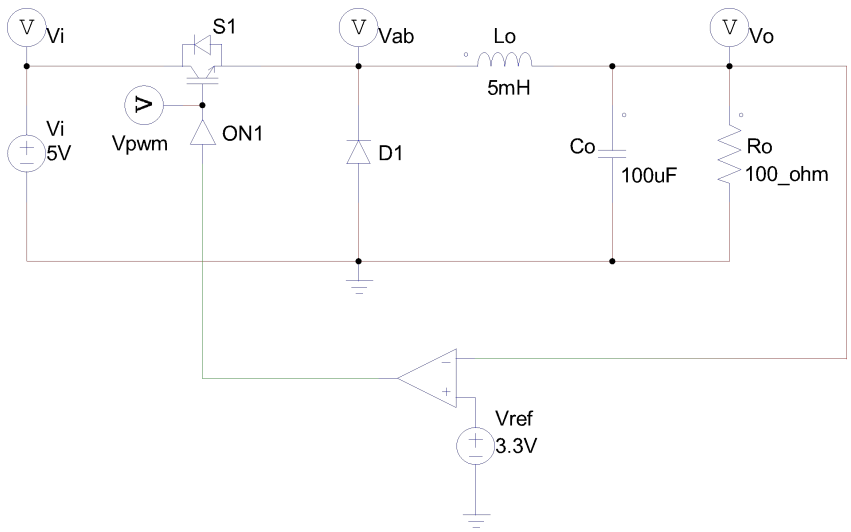


Figura 21 – Conversor Buck operando com controle liga-desliga.

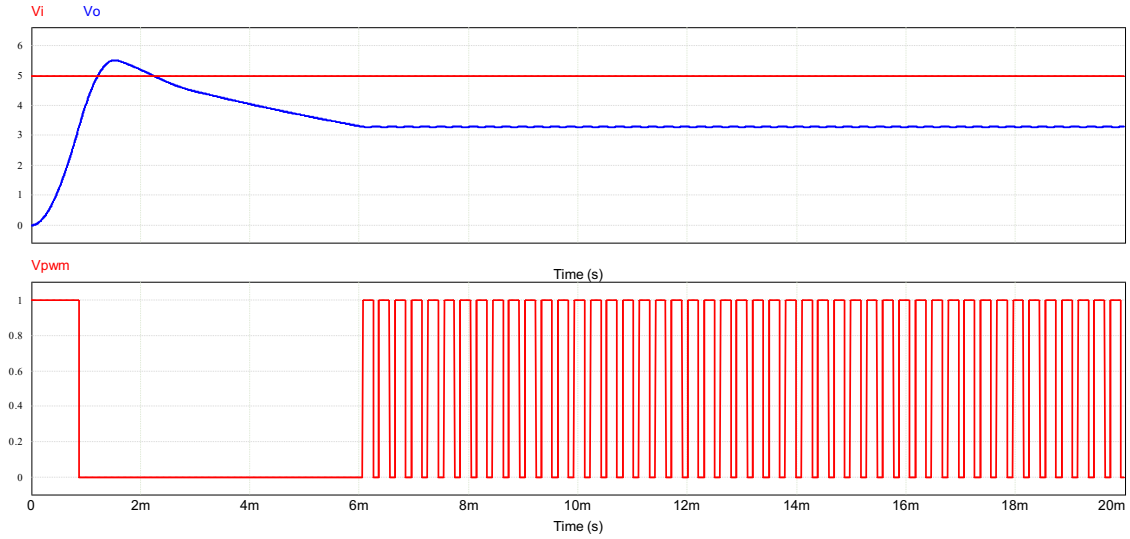


Figura 22 – Formas de onda do conversor Buck operando com controle liga-desliga.

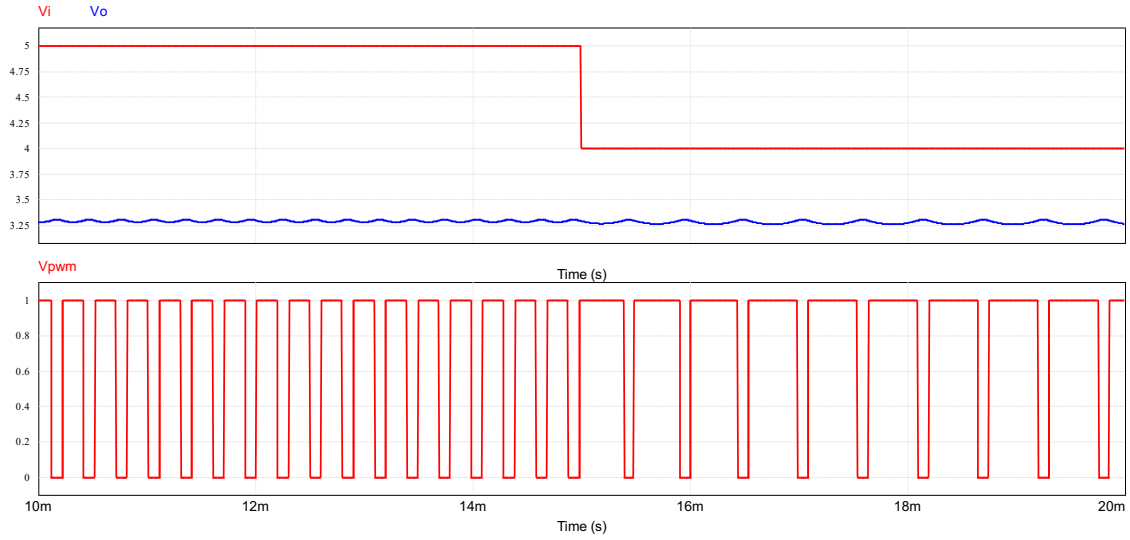


Figura 23 – Transitório de variação da tensão de entrada com controle liga-desliga.

5.2 Simulação do Conversor Buck com Controle por Histerese

O circuito simulado no Psim com controle por histerese está mostrado na Figura 24. Por sua vez, as formas de onda da tensão de saída e tensão de comando da chave estão mostradas na Figura 25. Nota-se que há uma grande oscilação na tensão de saída, em virtude da largura de histerese utilizada, que foi de 0,4 V. Ao diminuir a largura da banda de histerese para 0,2 V, se obtem as formas de onda mostradas na Figura 26. Neste caso o resultado foi melhor e parecido com aquele optido no controle do tipo liga-desliga.

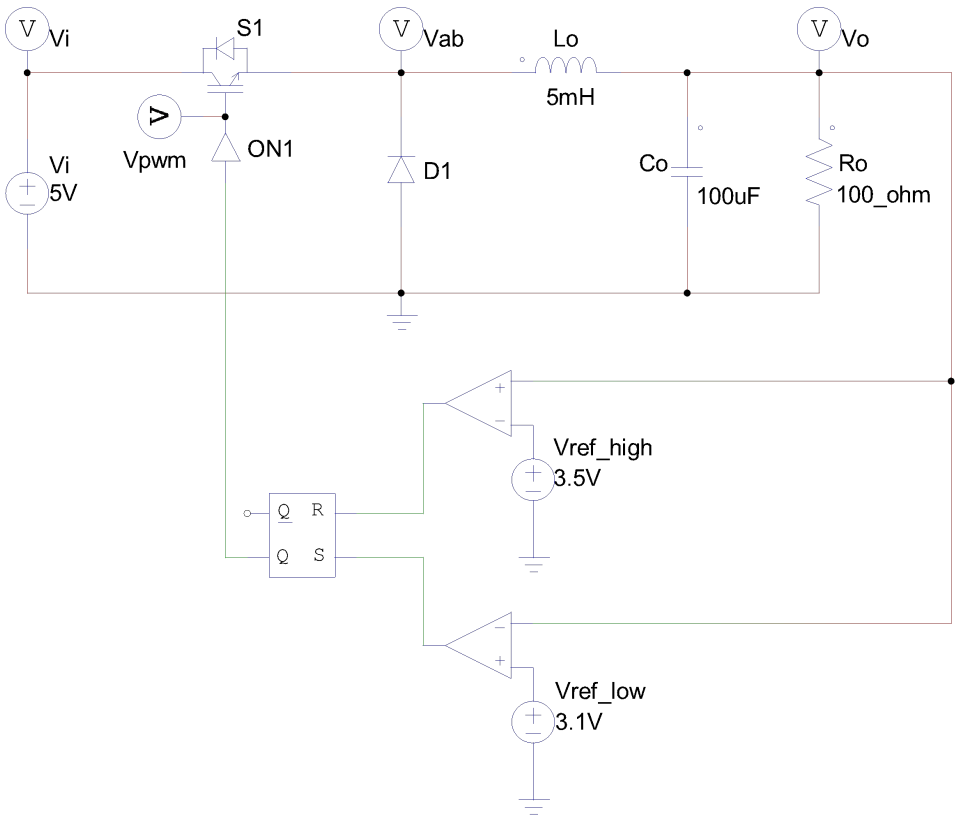


Figura 24 – Conversor Buck com controle por histerese.

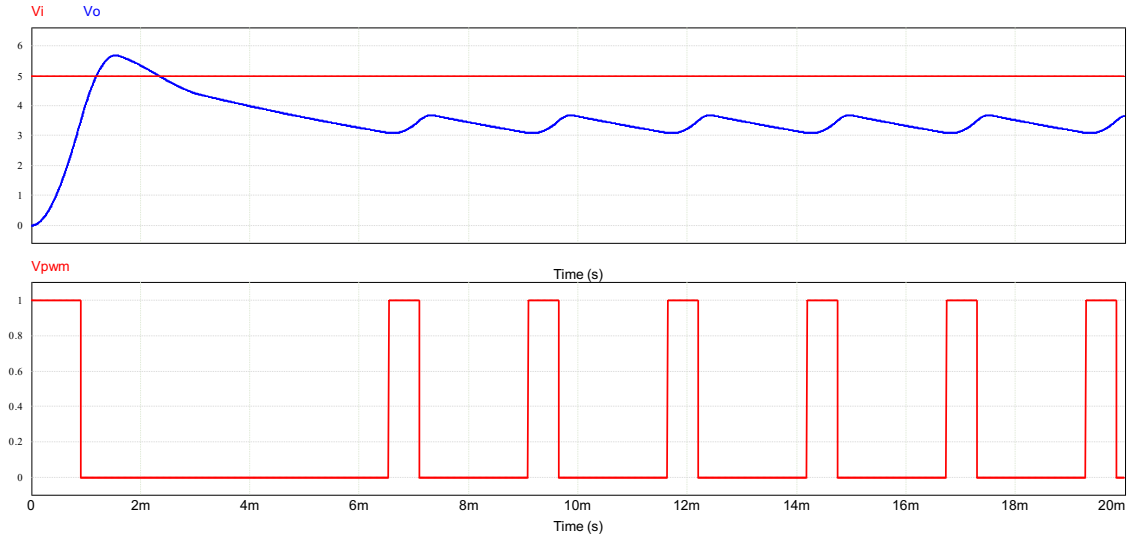


Figura 25 – Conversor Buck operando com controle por histerese com largura de 0,4.

O controlador por histerese implementado na Figura 24 utiliza dois comparadores e um flip-flop, diferente daquele mostrada na Figura 10. Isso foi feito para facilitar a visualização dos valores do laço de histerese, ou seja, os valores inferior e superior de referência.

A resposta transitória quando ocorre perturbação na entrada é mostrada na Figura 27 onde se nota a boa resposta do sistema de controle. Nesta simulação foi utilizada uma largura de histerese de 0,02 V, ou seja, o valor inferior foi de 3,29 V e o superior foi de 3,31 V.

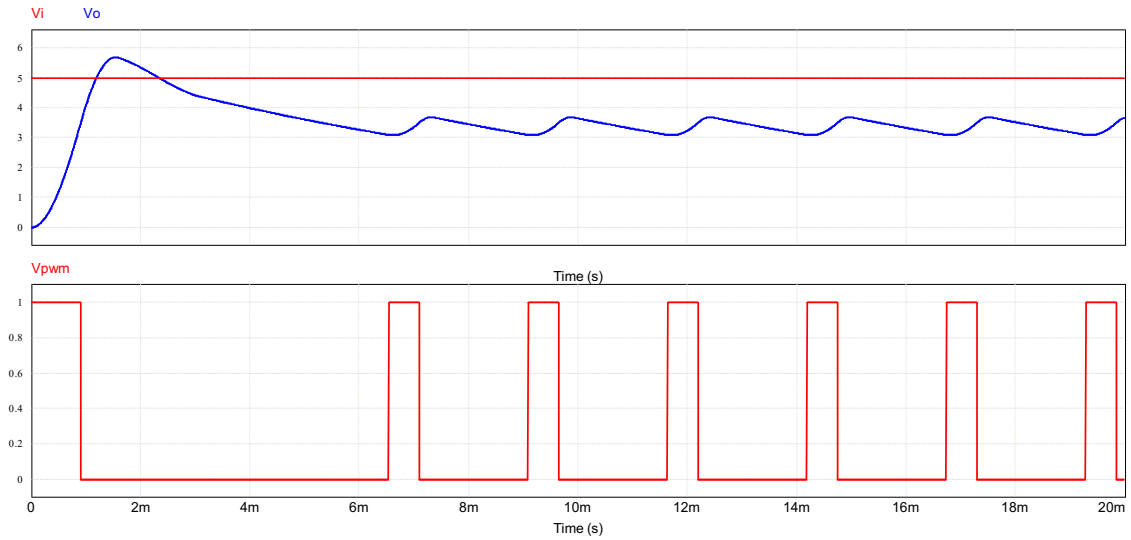


Figura 26 – Conversor Buck operando com controle por histerese com largura de 0,2 V.

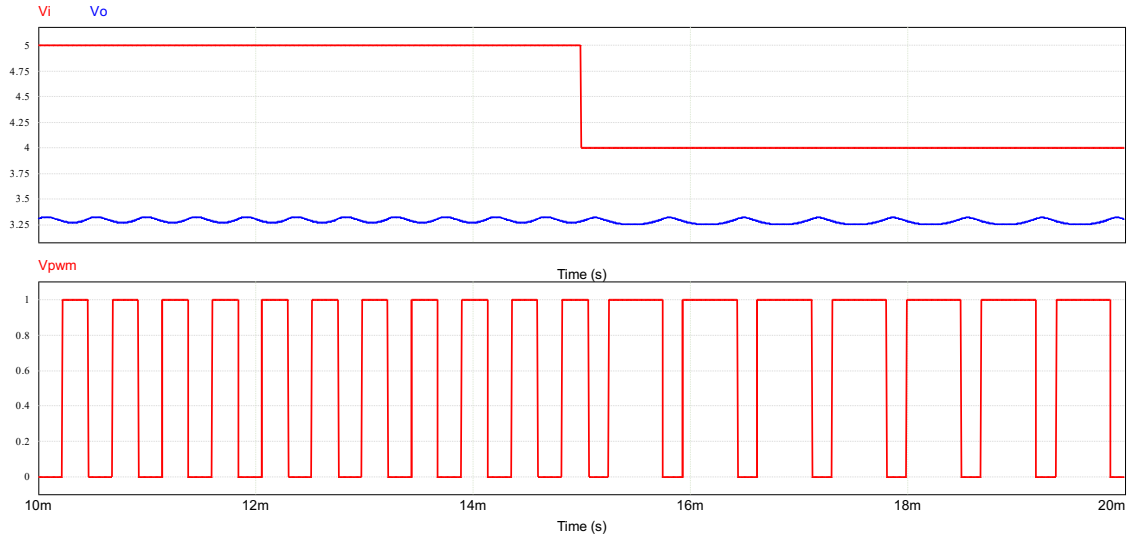


Figura 27 – Transitório de variação da tensão de entrada com controle por histerese.

6 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 21 e que a tensão de referência seja de 2,5 V, determine sua tensão de saída.

A tensão de saída será igual a tensão de referência, ou seja, de 2,5 V.

ER 012) Considerando o circuito da Figura 21, seria possível o conversor operar com uma tensão de referência de 9 V?

Não, pois a tensão de saída deve ser menor que a tensão de entrada, visto se tratar de um conversor Buck.

ER 03) Considerando o circuito da Figura 21 e que a tensão de referência seja de 3,3 V e a tensão de entrada seja de 15 V, mas que entre a saída e o comparador se utilize um divisor de tensão com dois resistores de 1 kΩ, determine sua tensão de saída:

- A tensão medida;
- A tensão média na carga.

Como o divisor de tensão tem resistores iguais com valor de 1 kΩ, então a tensão de saída estará dividida por dois:

$$v_{med} = \frac{v_o}{2}.$$

A tensão medida deverá ser igual a tensão de referência, então:

$$v_{med} = v_{ref} = 3{,}3V.$$

Já a tensão de saída será:

$$v_o = 2 \cdot v_{med} = 6{,}6V.$$

ER 04) Considerando o circuito da Figura 24, mas que entre a saída e os comparadores utiliza um divisor de tensão com dois resistores, sendo o resistor superior de 10 kΩ e o resistor inferior de 8,2 kΩ, determine sua tensão de saída considerando que a tensão de entrada é de 15 V:

- A tensão medida;
- A tensão média na carga.

Neste caso, a tensão medida será:

$$v_{med} = v_o \cdot \frac{8{,}2k}{10k + 8{,}2k} = 0{,}45 \cdot v_o.$$

A tensão média de referência, que será igual ao valor da tensão medida, é dada por:

$$v_{ref_med} = \frac{v_{ref_high} + v_{ref_low}}{2} = \frac{3{,}5 + 3{,}1}{2} = 3{,}3V;$$

$$v_{med} = v_{ref_med} = 3{,}3V.$$

Assim, a tensão de saída será:

$$v_o = \frac{v_{med}}{0,45} = \frac{3,3}{0,45} = 7,3V$$

.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 21 e que a tensão de referência seja de 3,3 V, determine sua tensão de saída.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 21, seria possível o conversor operar com uma tensão de referência de 1,5 V?

EP 03) Considerando o circuito da Figura 21 e que a tensão de referência seja de 2,5 V, mas que entre a saída e o comparador se utilize um divisor de tensão com dois resistores de 1 kΩ, determine sua tensão de saída:

- A tensão medida;
- A tensão média na carga.

EP 04) Considerando o circuito da Figura 24, mas que entre a saída e os comparadores utiliza um divisor de tensão com dois resistores, sendo o resistor superior de 10 kΩ e o resistor inferior de 6,8 kΩ, determine sua tensão de saída considerando que a tensão de entrada é de 15 V:

- A tensão medida;
- A tensão média na carga.

EP 05) Simule o circuito do exemplo resolvido 01 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 06) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 02) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 07) Simule o circuito do exercício resolvido 03 (ER 03) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 08) Simule o circuito do exercício resolvido 04 (ER 04) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 09) Determine os valores dos componentes do estágio de controle para o circuito da Figura 21 para se obter uma saída de 5 V a partir de uma entrada de 12 V.

EP 09) Repita o exercício EP 09, agora considerando o circuito da Figura 24.

EP 10) Repita o exercício EP 09, alterando a técnica de controle para liga-desliga.

7 Laboratório

7.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Buck operando em malha fechada.

Em síntese, objetiva-se:

- Montar um conversor cc-cc Buck operando em malha fechada;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Entender o funcionamento de conversores operando em malha fechada;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

7.2 Conversor CC-CC Buck

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 28 a seguir, sem os resistores R_1 e R_2. A tensão de entrada (Vin) será de 5 V. O diodo será o 1N4936 e o indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será de 680 µF. Conecte um resistor de carga de 270 Ω. O PWM do Arduino está configurado para operar em 500 Hz.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 50%.

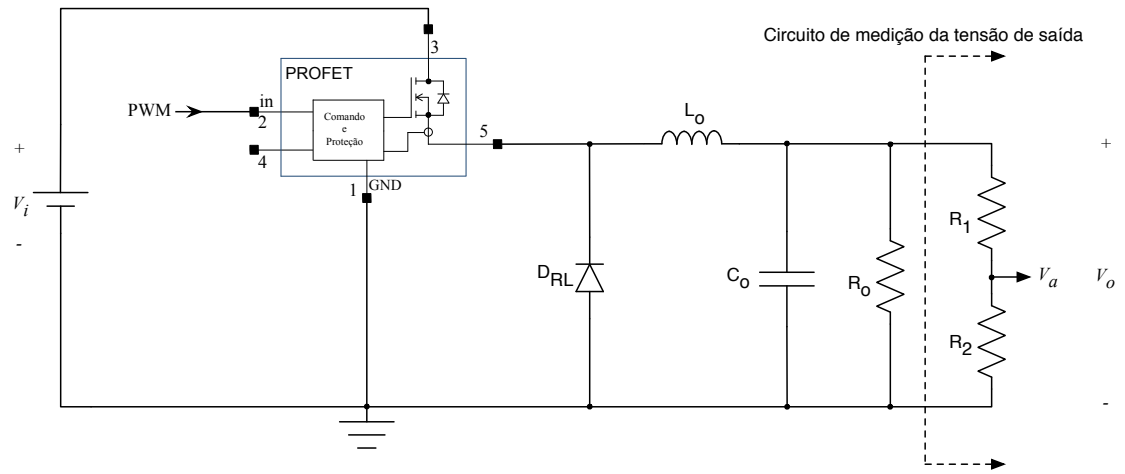


Figura 28 – Circuito do conversor cc-cc Buck.

7.3 Operação em Malha Fechada

Insira ao circuito da figura os resistores R_1 e R_2, ambos com resistência de 1 kΩ.

A seguir aplique a tensão atenuada (V_a) no terminal de entrada analógica do Arduino. Lembre que o conversor analógico-digital do Arduino opera com 10 bits, portanto:

- Em sendo os dois resistores de 1 kΩ, então a tensão amostrada será a metade da tensão de saída.
- Implemente uma lei de controle no Arduino para manter a tensão de saída em 3,3 V.

Lembre que para o conversor Buck:

- $V_o = D \cdot V_i \rightarrow$ condução contínua;
- $V_o = \dfrac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \dfrac{8 \cdot L_o \cdot F_s}{R_o \cdot D^2}}} \rightarrow$ condução descontínua.

Qual será o valor de referência interno ao Arduino que corresponde a 3 V na saída?

Explique qual foi a lei de controle utilizada.

Após o circuito funcionar corretamente, altere a tensão de entrada e verifique se a tensão de saída permanece com o valor correto.

Repita o mesmo procedimento retirando e conectando a carga ao circuito.

7.4 Questões – Comente suas respostas.

1) O circuito operou corretamente em malha fechada?
2) Quais foram as dificuldades encontradas nesta aula de laboratório?
3) Comente sobre outras possíveis leis de controle.

8 Referências

[1] BARBI, Ivo. Projeto de Fontes Chaveadas. 2a Edição Revisada, Florianópolis, 2006.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

19

Capítulo

Acionamento de Motores de Corrente Contínua

Meta deste capítulo

Estudar os princípios para o acionamento de motores de corrente contínua.

objetivos

- Entender o acionamento de motores de corrente contínua;
- Analisar circuitos de acionamento de motores de corrente contínua;
- Simular circuitos de acionamento de motores de corrente contínua;
- Implementar circuitos de acionamento de motores de corrente contínua.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo da modulação PWM senoidal.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc e os diversos conhecimentos associados aos mesmos. Este capítulo propõe ser uma ponte entre os conversores cc-cc e o próximo capítulo, onde se inicia o estudo dos conversores cc-ca, mais conhecidos como inversores de tensão.

O acionamento de motores, sejam de corrente contínua ou de corrente alternada, é conteúdo obrigatório de cursos de eletrônica de potência, pois esta área do conhecimento tem ampla utilização industrial, e possuir conhecimentos mínimos é muito relevante para o estudante.

A Figura 1 mostra o perfil do setor de energia elétrica no Estado de São Paulo, no ano de 2017, onde se nota que 37% do consumo de energia elétrica é realizado na indústria. Por sua vez, o consumo na indústria é distribuído em iluminação, equipamentos eletrônicos e em maior parte no acionamento de motores, visto que os parques fabris empregam processos de produção que utilizam movimento de objetos, matérias primas, produtos, etc. Por isso, o estudo de circuitos de acionamento em corrente contínua ou corrente alternada é justificado, pois em geral os parques industriais utilizam de movimento a partir de motores, dos mais diversos tipos.

Assim, neste capítulo serão apresentados alguns conceitos envolvendo acionamento de motores de corrente contínua, modos de operação de um motor de corrente contínua, resultados de simulação para os circuitos em estudo, além de exercícios resolvidos e propostos.

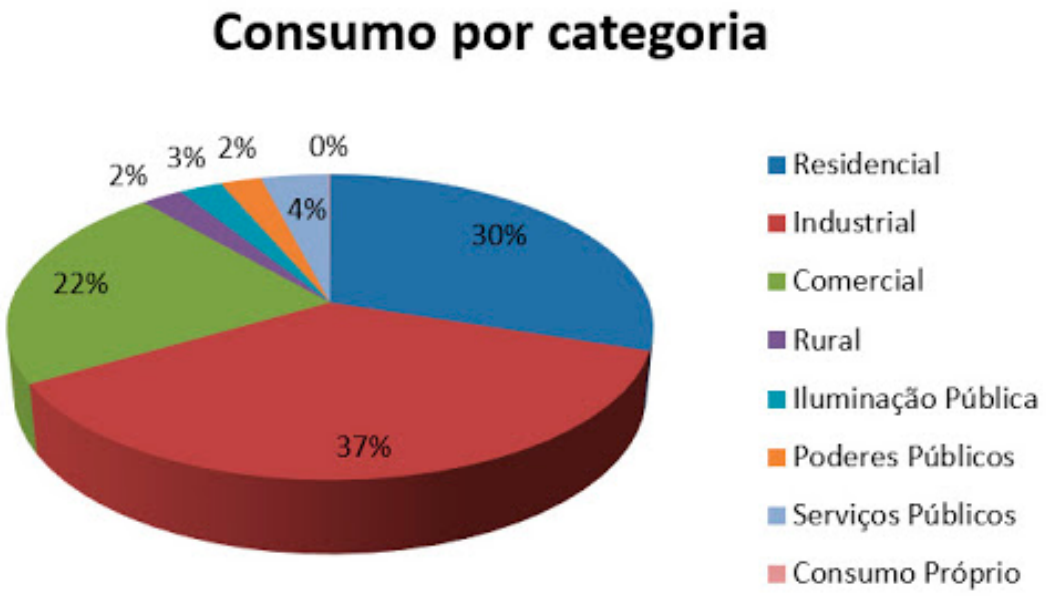


Figura 1 – Perfil do consumo de energia elétrica no estado de São Paulo em 2017.

Fonte: http://www.arsesp.sp.gov.br/SitePages/energia-eletrica/perfil-setor-energia-eletrica.aspx. Acesso em: 02/06/2020.

2 Motores de Corrente Contínua

2.1 Introdução

O estudo de motores de corrente contínua, envolvendo conceitos, modelagem e expressões matemáticas que representam circuitos equivalentes destas máquinas é assunto amplo e que por si só é apresentado em livros totalmente dedicados ao mesmo. O intuito neste curso é prover o leitor de informações básicas, permitindo o entendimento dos principais conceitos envolvidos no estudo e acionamento de motores de corrente contínua. Não serão abordados outros diferentes tipos de motores, como motores de passo, motores sem escovas, etc; mas apenas o motor de corrente contínua clássico, que permite ser acionado simplesmente conectando o mesmo em uma fonte de corrente contínua com amplitude adequada.

Assim, neste capítulo serão apresentados os principais conceitos envolvendo o funcionamento e acionamento de motores de corrente contínua; destacando-se que em virtude dos modos de operação destas máquinas, pode-se elaborar circuitos de acionamento desde mais simples até mais complexos, que permitirão ao motor funcionar em quatro quadrantes de operação, como será visto posteriormente.

2.2 Aplicações dos Motores de Corrente Contínua

As aplicações dos motores de corrente contínua são das mais diversas, entre as quais se tem algumas listadas a seguir no cátalogo de motores do fabricante Siemens:

- Máquinas de papel;
- Bobinadeiras e desbobinadeiras;
- Laminadores;
- Máquinas de impressão;
- Extrusoras;
- Prensas;
- Elevadores;
- Movimentação e elevação de cargas;
- Moinhos de rolos;
- Indústria de borracha;
- Mesa de testes de motores.

Devido a sua versatilidade nas aplicações, o motor de corrente contínua possui uma grande parcela do mercado de motores elétricos, destacando-se a seguir algumas aplicações indicadas pelo fabricante WEG:

- Máquinas operatrizes em geral;
- Bombas a pistão;
- Torques de fricção;
- Ferramentas de avanço;
- Tornos;
- Bobinadeiras;
- Mandrilhadoras;
- Máquinas de moagem;
- Máquinas têxteis;
- Guinchos e guindastes;
- Pórticos;
- Veículos de tração;
- Prensas;
- Máquinas de papel;
- Tesouras rotativas;
- Indústria química e petroquímica;
- Indústrias siderúrgicas;
- Fornos, exaustores, separadores e esteiras para indústria cimenteira e outras.

2.3 Princípio de Funcionamento dos Motores de Corrente Contínua

A Figura 2 mostra uma ilustração de um motor de corrente contínua com imã permanente, isto é, o campo elétrico gerado no estator (parte fixa) é oriundo de um imã artificial. Em outros modelos de motores se utilizam eletroímãs, que originam o campo magnético a partir da corrente elétrica fornecida pela fonte.

Os principais elementos do motor mostrado na Figura 2 são:

- Estator – formado pelo imã permanente, que possui polo norte e polo sul;
- Rotor – formado por uma espira conectada ao exterior do motor por meio de escovas e do anel comutador;
- Fonte de energia – bateria responsável por fornecer a corrente elétrica para o funcionamento do motor.

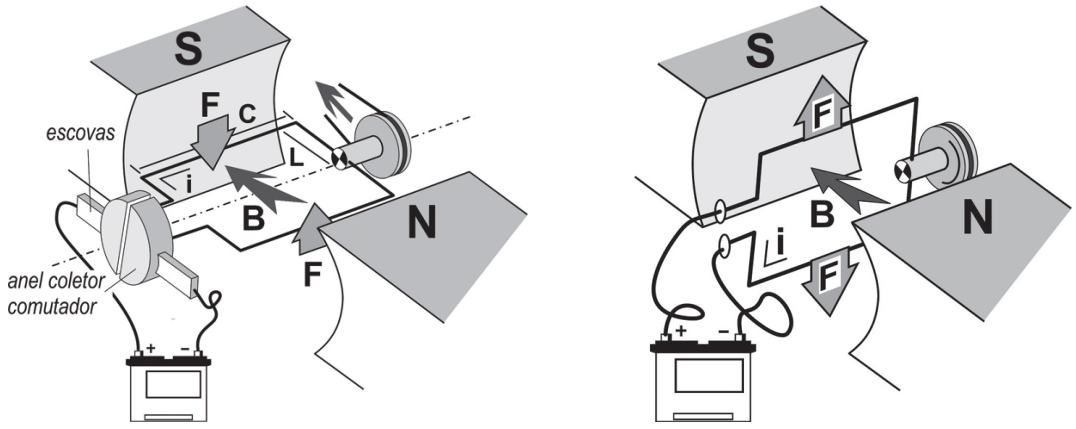
A corrente elétrica da bateria, à circular pela espira do rotor, irá provocar o surgimento de um campo eletromagnético que interagindo com o campo magnético do estator (imã permanente) irá ocasionar o aparecimento de uma força, que fará a espira girar, ou seja, se deslocar ao redor de seu eixo. Após a espira girar meia volta, o comutador irá alterar a sua conexão, fazendo com que a força provoque o movimento no mesmo sentido do que anteriormente foi feito, fazendo com que a espira

gire ao redor de seu eixo. Um motor para uso prático terá diversas espiras compondo enrolamentos, que estarão posicionados em diferentes alinhamentos, fazendo com que o movimento do motor seja suave, evitando pulsações de torque e consequente vibração do motor e da carga acionada pelo mesmo.

A posição da espira determinará o campo magnético resultante e sua interação com o campo do estator e consequente força de deslocamento (torque rotor), como mostrado nas Figura 2 a e b. Na Figura 2 a se tem a posição que gera a maior força, enquanto na Figura 2 b se tem a posição neutra, onde não é gerada força de deslocamento, ou seja, nesta posição não haveria movimento do rotor. Por esta razão, para que se tenha movimento contínuo, são necessárias pelo menos duas espiras, posicionadas de tal modo que uma delas sempre irá gerar torque, fazendo assim com que o rotor mantenha seu movimento continuamente.

É importante destacar que os motores de corrente contínua que empregam comutador e escovas necessitam de manutenção, visto estas escovas serem construídas com carvão e se desgastarem ao longo do tempo. Além disso, durante a rotação do comutador e a passagem pela escova na posição de curto-circuito da espira, que coincide com a posição de força nula (Figura 2 b) ocorre faiscamento na escova e comutador, o que provoca interferência eletromagnética em outros equipamentos próximos e/ou conectados na mesma fonte de energia elétrica.

A Figura 3 mostra uma imagem de uma animação do princípio de funcionamento do motor de corrente contínua, disponível na internet, conforme indicado na legenda da imagem. Por sua vez, as Figura 4 a e b mostram a animação durante os momentos de maior torque e de torque nulo, conforme comentado anteriormente. Note que na posição de torque nulo, a conexão do comutador e das escovas pode provocar curto-circuito na fonte, o que implicaria em aumento de corrente, mesmo que durante intervalos de tempo pequenos.



(a) Espira gerando torque.

(b) Espira na posição neutra, sem geração de torque.

Figura 2 – Elementos de um motor de corrente contínua e seu princípio de funcionamento.

Fonte: https://www.oficinabrasil.com.br/noticia/tecnicas/motores-eletricos-i-conceitos-basicos-e-configuracoes-mais-utilizadas-em-aplicacoes-automotivas. Acesso em: 02/06/2020.

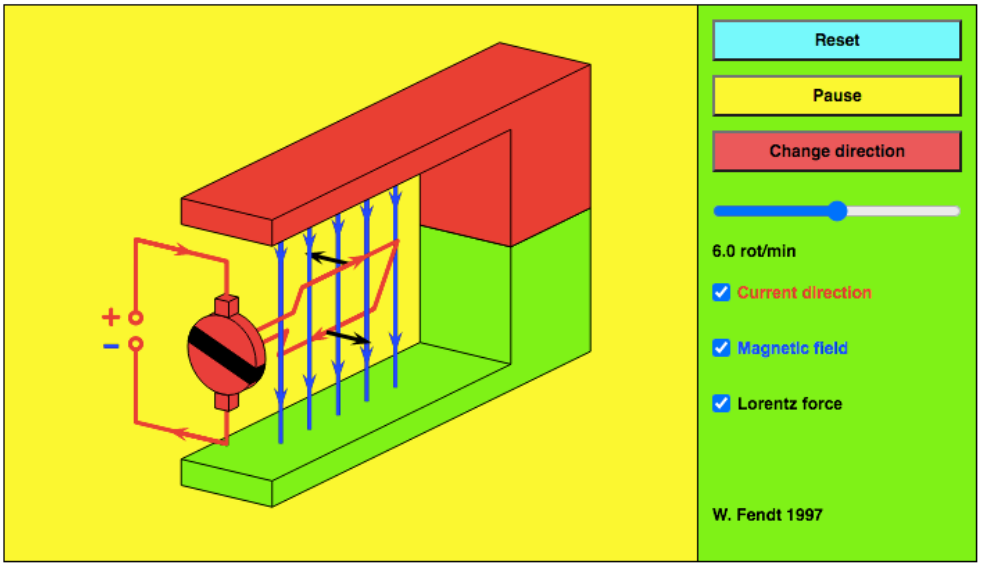
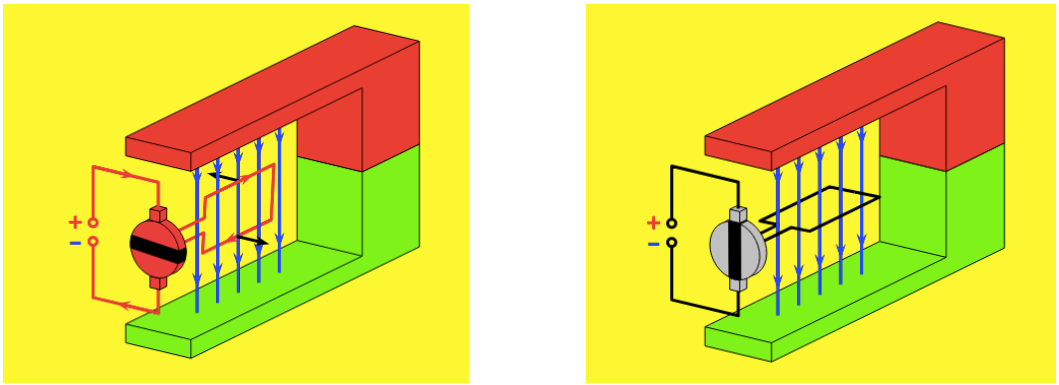


Figura 3 – Animação do princípio de funcionamento do motor de corrente contínua.

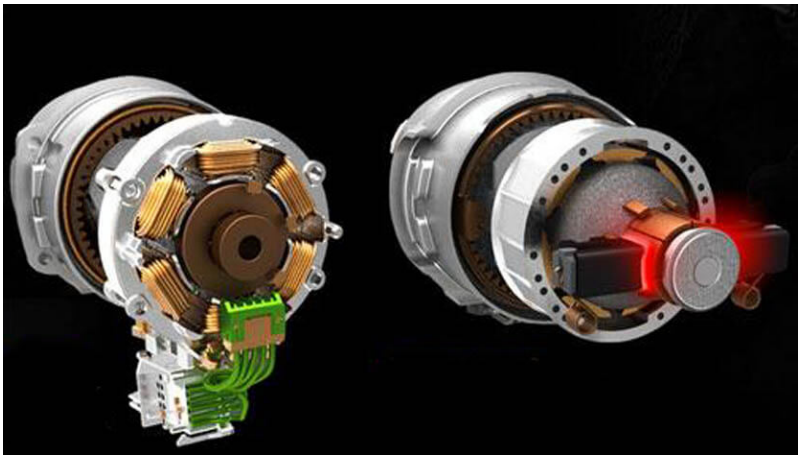
Fonte: https://www.walter-fendt.de/html5/phen/electricmotor_en.htm. Acesso em: 02/06/2020.



(a) Torque máximo. *(b) Torque nulo.*

Figura 4 – Animação do princípio de funcionamento do motor de corrente contínua.

Fonte: https://www.walter-fendt.de/html5/phen/electricmotor_en.htm. Acesso em: 02/06/2020.



(a) Motor sem escovas. *(b) Motor com escovas (brushless).*

Figura 5 – Imagens internas de motores de corrente contínua.

Fonte: https://microlinearactuator.com/brushed-vs-brushless-dc-motors/. Acesso em: 02/06/2020.

A Figura 5 mostra as imagens de dois motores de corrente contínua, sendo um deles com escovas e outro sem escovas (*brushless*). A imagem do motor com escovas (da direita) destaca o aquecimento gerado no comutador, pelos motivos anteriormente citados e pelo atrito das escovas, o que diminui o rendimento destes motores. Além disso, por não necessitarem de manutenção com tanta frequência, os motores sem escovas são atualmente mais utilizados na indústria e na fabricação de equipamentos eletroeletrônicos, como por exemplo furadeiras elétricas, aparafusadeiras, etc.

2.4 Circuito Equivalente de Motores de Corrente Contínua

O circuito equivalente de um motor de corrente contínua é mostrado na Figura 6, onde se tem o circuito de armadura (rotor) e o circuito de campo (estator), tendo como principais elementos:

- R_a e L_a – resistência e indutância das bobinas do rotor (armadura);
- U_a e I_a – tensão e corrente do circuito do rotor (armadura);
- E – tensão contra eletromotriz (FEM) gerada no rotor (armadura);
- w_m – velocidade angular do rotor;
- C – conjugado no rotor;
- ϕ - fluxo magnético gerado no estator e induzido no rotor;
- R_f e L_f – resistência e indutância das bobinas do estator (campo);
- U_f e I_f – tensão e corrente do circuito do estator (campo).

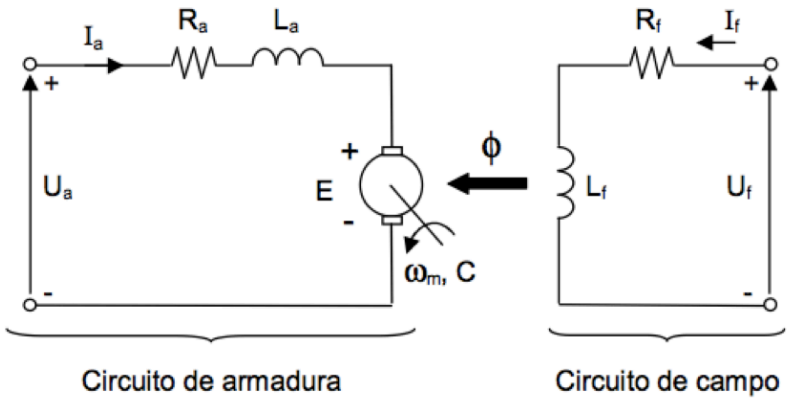


Figura 6 – Circuito equivalente de um motor de corrente contínua.

Fonte: (Siemens, 2006).

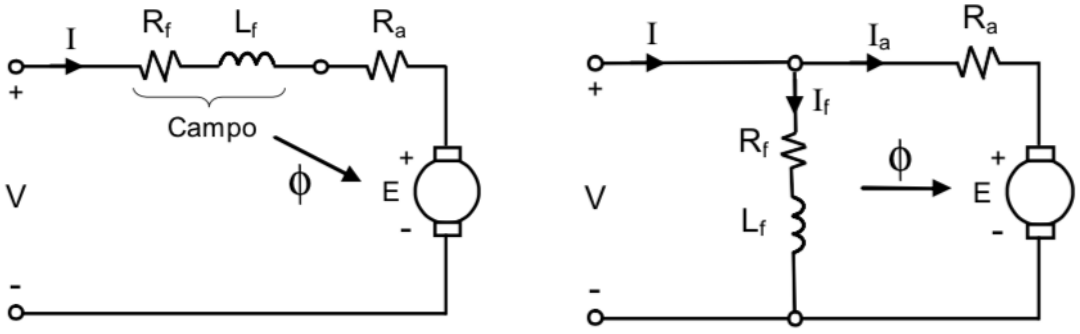
2.5 Ligações dos Motores de Corrente Contínua

A partir do circuito equivalente do motor de corrente contínua apresentado na Figura 6 é possível se conectar o motor de diferentes maneiras, conforme mostrado nas Figura 7 e Figura 8, onde se nota, conforme o guia de motores de corrente contínua da Siemens, que cada conexão tem particularidades em termos de velocidade, torque e conjugado.

- Série (Figura 7 a) – características:

- Bobinas de campo estão em série com o enrolamento da armadura;
- Só há fluxo no entreferro da máquina quando a corrente da armadura for diferente de zero (máquina carregada);
- Conjugado é função quadrática da corrente, uma vez que o fluxo é praticamente proporcional à corrente de armadura;
- Conjugado elevado em baixa rotação;
- Potência constante;
- Velocidade extremamente elevada quando o motor é descarregado, por isso não se recomenda utilizar transmissões por meio de polias e correias.

- Paralelo (Figura 7 b) – características:
  - Velocidade praticamente constante;
  - Velocidade ajustável por variação da tensão de armadura.
- Independente (Figura 8) – características:
  - Motor excitado externamente pelo circuito de campo;
  - Velocidade praticamente constante;
  - Velocidade ajustável por variação da tensão de armadura e também por enfraquecimento de campo;
  - São os motores mais aplicados com conversores CA/CC na indústria;
  - Aplicações mais comuns: máquinas de papel, laminadores, extrusoras, fornos de cimento, etc.
- Composta – características:
  - Enrolamento de campo independente
  - Apresenta um fluxo mínimo mesmo com o motor em vazio.



(a) Ligação série. *(b) Ligação paralela.*

Figura 7 – Tipos de conexões de motores de corrente contínua conforme material da Siemens.

Fonte: (Siemens, 2006).

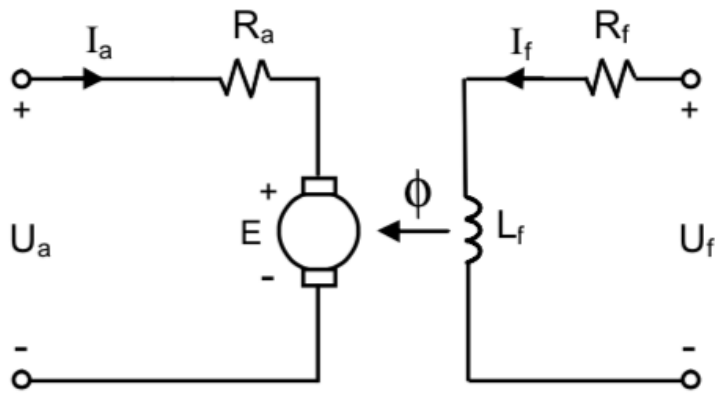


Figura 8 – Ligação independente.

Fonte: (Siemens, 2006).

2.6 Tipos de Motores de Corrente Contínua

Atualmente se tem diversos tipos de motores de corrente contínua, conforme já comentado anteriormente. Os principais são listados a seguir:

- Motor de corrente contínua com escovas tradicional;
- Motor de corrente contínua sem escovas (*brushless*);
- Motores de passo;
- Imãs permanentes;
- Excitação série, paralela, independente ou composta.

3 Acionamento de Motores de Corrente Contínua

3.1 Introdução

Os circuitos de acionamento de motores de corrente contínua dependem da aplicação e do modelo de motor a ser utilizado. Neste capítulo serão apresentados uma sequência de circuitos, que partirão do acionamento mais simples até o mais complexo, que resultará em um conversor ponte completa, que já seria neste caso, de certa forma, um inversor de tensão, isto é, um conversor cc-ca.

Além disso, serão apresentados os conceitos envolvidos na operação de máquinas de corrente contínua como motores ou como geradores e as implicações práticas disso. Ainda, neste curso, será considerado o uso de motores de corrente contínua com dois condutores, ou seja, que internamente estão ligados em série ou paralelo. Assim, não serão consideradas as conexões independente ou composta.

3.2 Modos de Operação de um Motor de Corrente Contínua

Os motores de corrente contínua também podem operar como geradores de corrente contínua, significando que a máquina de corrente contínua pode operar como motor ou como gerador.

A operação como motor significa que a energia estará fluindo da fonte até a máquina, e esta transformará a energia elétrica em energia mecânica no seu eixo, para movimentar cargas. Por outro lado, se o eixo da máquina for girado por uma força externa, uma usina eólica, por exemplo, então a energia poderá fluir da máquina para a fonte de energia, fazendo com que se tenha operação como gerador de corrente contínua.

Assim, neste capítulo será explicado o funcionamento da máquina de corrente contínua nos quatro quadrantes de operação, ou seja, como motor girando para a esquerda e direita e como gerador girando para esquerda ou para direita. Em termos práticos, pode-se imaginar um *skate* elétrico, andando para frente em uma subida (operação como motor) ou andando para frente em uma descida (operação como gerador); do mesmo modo, o *skate* poderia estar andando para trás (marcha a ré) em uma subida (operação como motor) ou andando para trás em uma descida (operação como gerador). Em verdade, um *skate* elétrico será usado, preferencialmente, andando para frente em subidas ou descidas, fazendo com que o circuito de acionamento precise operar em 2 quadrantes apenas, não em 4 quadrantes, como seria o caso de um carro elétrico, por exemplo.

A Figura 9 apresenta os quatro quadrantes de operação de uma máquina de corrente contínua, girando no sentido horário e anti-horário e operando como motor (recebendo energia da fonte) ou como gerador (fornecendo energia para a fonte). A operação como motor ou gerador é identificada pela potência (produto da tensão pela corrente na máquina) da máquina; quando a potência é positiva a máquina está operando como motor (consumindo energia) e quando a potência é negativa estará operando como gerador (fornecendo energia).

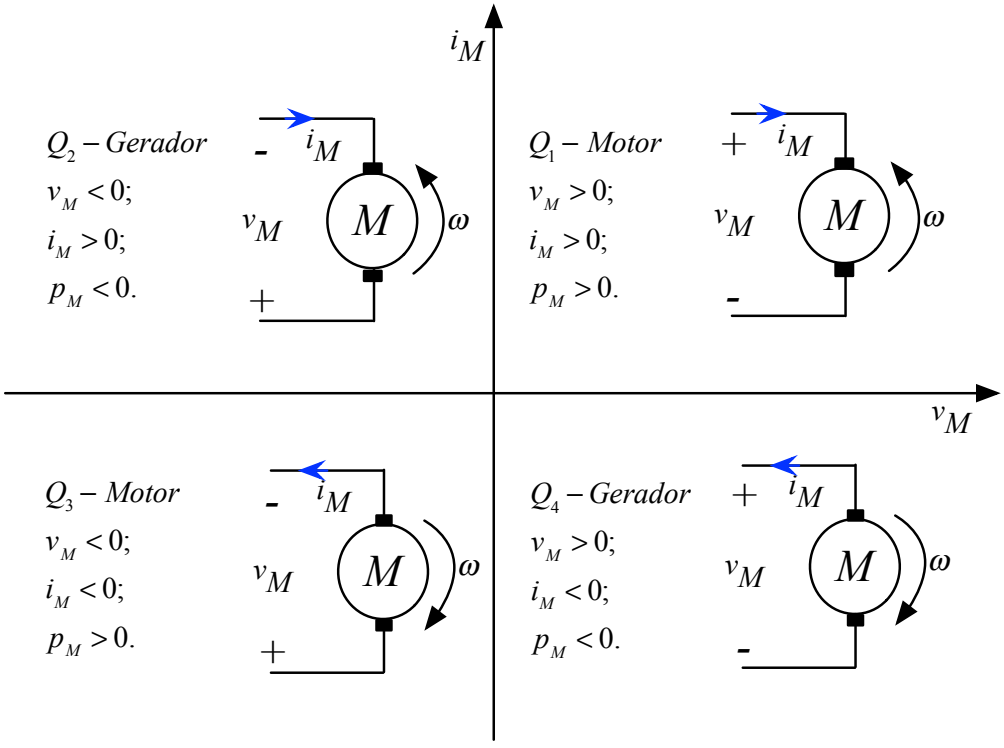
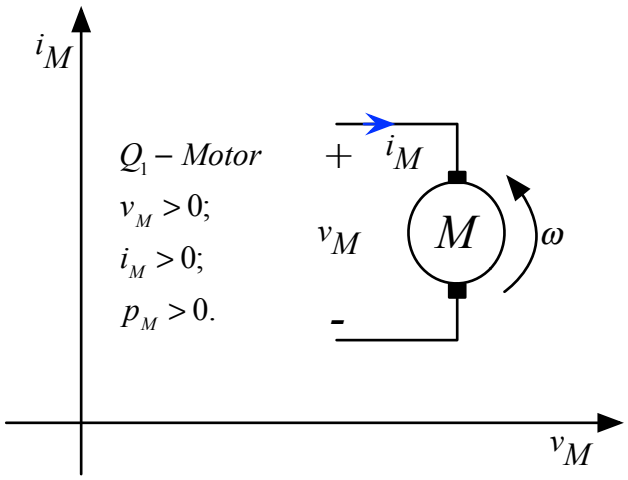


Figura 9 – Quadrantes de operação de uma máquina de corrente contínua.

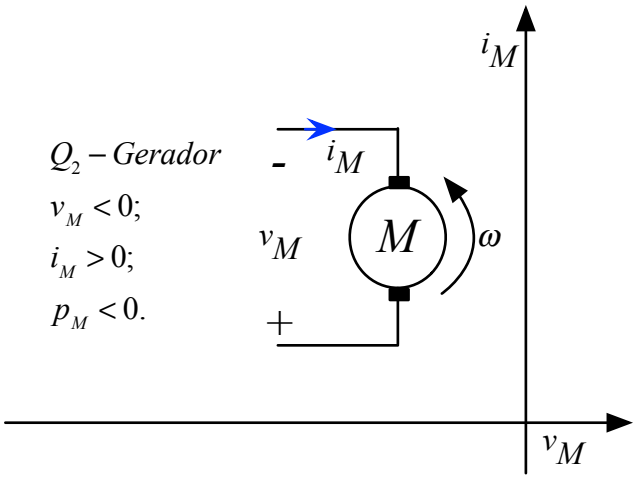
As Figura 10, Figura 11, Figura 12 e Figura 13 mostram os quatro quadrantes de operação da máquina de corrente contínua, conforme comentado anteriormente, detalhando a polaridade da tensão e sentido da corrente em cada situação.



Tensão e corrente positivas na máquina, girando no sentido anti-horário, operando como motor.

$Q_1 - Motor$
$v_M > 0;$
$i_M > 0;$
$p_M > 0.$

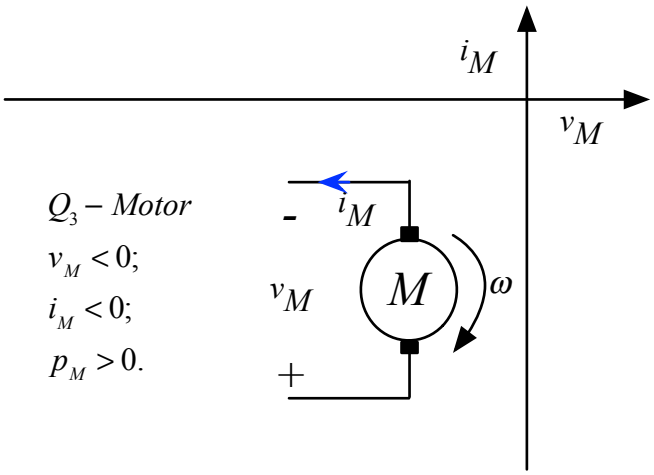
Figura 10 – Quadrante 1 – motor girando no sentido anti-horário.



Tensão negativa e corrente positiva na máquina, girando no sentido anti-horário, operando como gerador.

$Q_2 - Gerador$
$v_M < 0;$
$i_M > 0;$
$p_M < 0.$

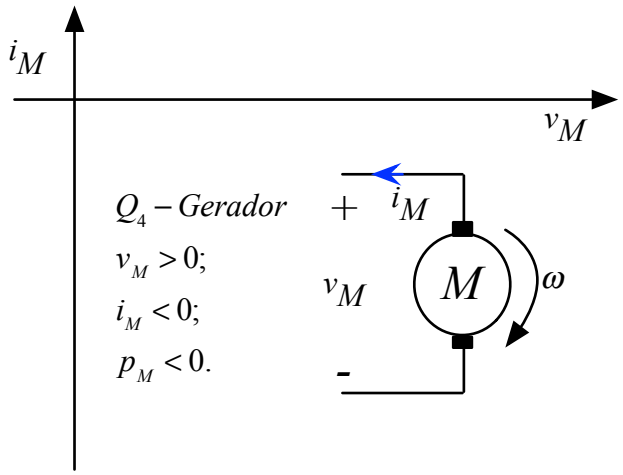
Figura 11 – Quadrante 2 – gerador girando no sentido anti-horário.



Tensão e corrente negativas na máquina, girando no sentido horário, operando como motor.

$Q_3 - Motor$
$v_M < 0;$
$i_M < 0;$
$p_M > 0.$

Figura 12 – Quadrante 3 – motor girando no sentido horário.



Tensão positiva e corrente negativa na máquina, girando no sentido horário, operando como gerador.

$Q_4 - Gerador$
$v_M > 0;$
$i_M < 0;$
$p_M < 0.$

Figura 13 – Quadrante 4 – motor girando no sentido horário.

A operação em um quadrante, dois, três ou quatro dependerá da aplicação da máquina de corrente contínua e de seu projeto, pois em geral os motores são dimensionados para atuarem como motores e não como geradores. Assim, em aplicações onde se deseja regenerar energia, o projeto e construção da máquina deverá levar isso em conta, como seria o caso de um veículo elétrico, por exemplo. Já em outras situações tem-se o projeto específico para atuação como gerador, em uma usina eólica, aplicação comum na geração de energia elétrica nos dias atuais.

3.3 Circuitos de Acionamento de Motores de Corrente Contínua

O circuito de acionamento desempenhará papel fundamental na operação da máquina de corrente contínua para determinar seu funcionamento em um, dois, três ou quatro quadrantes, isto é, em determinar o modo de operação da máquina como motor e/ou gerador.

Assim, o circuito mais simples para acionamento de um motor de corrente contínua, que permite a operação em um quadrante apenas, sem controle de velocidade, é mostrado na Figura 14. Este circuito emprega uma chave liga-desliga, mecânica, sendo utilizado em aplicações simples, que necessitam unicamente que o motor funcione ou não. Neste circuito não é possível alterar o sentido de giro do motor, nem controlar sua velocidade e nem regenerar energia.

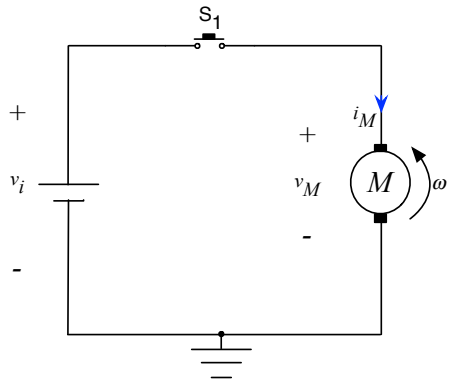


Figura 14 – Circuito de acionamento simples, para operação em 1 quadrante apenas.

A Figura 15 apresenta um circuito com transistor bipolar e diodo de roda-livre. Os transistores dos circuitos a seguir poderiam ser substituídos por outros semicondutores rápidos, como MOSFETs ou IGBTs, por exemplo. No circuito da Figura 15 é possível ligar e desligar o motor e controlar sua velocidade, empregando modulação por largura de pulsos (PWM), como estudado nos conversores cc-cc nos capítulos anteriores.

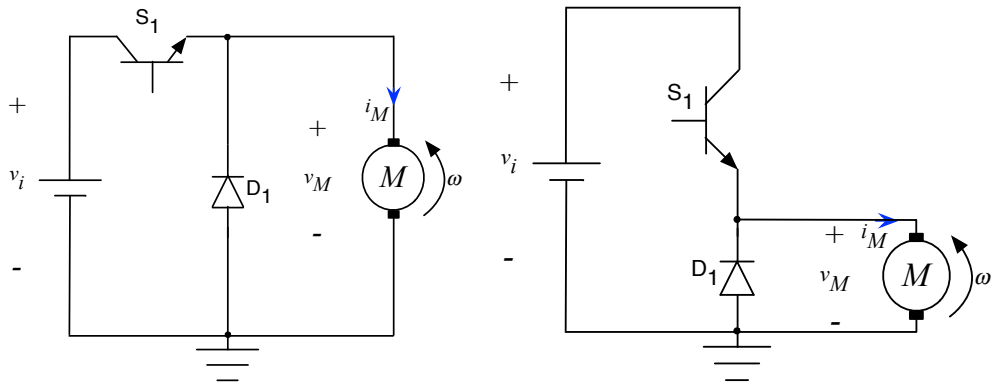


Figura 15 – Circuito de acionamento simples, empregando transistor, para operação em 1 quadrante.

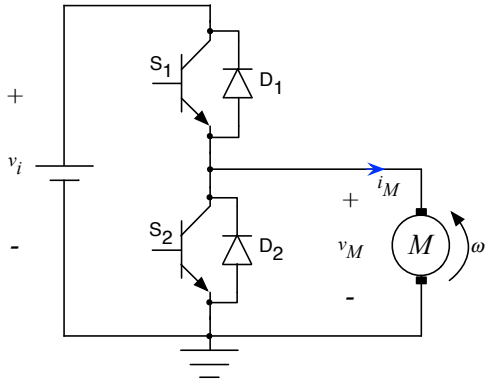


Figura 16 – Circuito de acionamento com conversor meia ponte (1 braço).

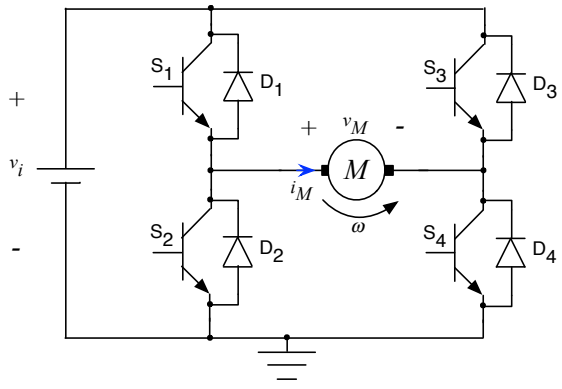


Figura 17 – Circuito de acionamento com conversor em ponte completa.

O conversor apresentado na Figura 15 é um conversor Buck sem filtro de saída, visto que um motor de corrente contínua pode funcionar com tensão pulsada em seus terminais, pois tem um

circuito equivalente representado por um resistor, indutor e força contra eletromotriz. O desenho da direita representa o mesmo circuito modificado para fins didáticos, em virtude dos circuitos que serão apresentados a seguir nas Figura 16 e Figura 17.

A Figura 16 apresenta um circuito com um braço (meia ponte), que utiliza dois transistores e dois diodos e que permite controlar a velocidade do motor e regenerar energia. O transistor S_1 e o diodo D_2 atuam na operação como motor, de maneira idêntica ao circuito da Figura 15. Assim, o transistor S_2 irá permanecer aberto. Note que neste caso a corrente irá circular da fonte para o motor.

Por sua vez, se for mantido o transistor S_1 aberto e se acionar o transistor S_2, juntamente com o diodo D_1, então a corrente poderá circular da máquina para a fonte, atuando como gerador e regenerando energia. O controle desta energia regenerada será realizado pela razão cíclica do transistor S_2, que permitirá controlar a carga de uma bateria, por exemplo, se estiver no circuito como fonte de energia.

É importante destacar que em circuitos que utilizam os interruptores conectados na forma de braço, como mostrado nas Figura 16 e Figura 17, não se pode acionar os dois interruptores simultaneamente (S_1 e S_2 na Figura 16 e S_1 e S_2 ou S_3 e S_4 na Figura 17), pois se estará curto-circuitando a fonte de energia, danificando os interruptores. Esta falha (curto-circuito) é denominada de curto de braço e é um dos motivos mais comuns para danos em inversores de tensão, que utilizam esta configuração de conexão de seus interruptores, como será estudado nos próximos capítulos deste curso.

Por fim, o circuito da Figura 17 é um conversor ponte completa, também conhecido por ponte H, que permite controlar a velocidade do motor, seu sentido de giro e seu modo de operação. Em outras palavras, a máquina pode operar nos quatro quadrantes, atuando como motor ou gerador, com velocidade variável e girando nos dois sentidos; significando que se pode utilizar a máquina plenamente com todas as suas funcionalidades. Assim, este tipo de circuito é muito empregado para acionamento de motores de veículos elétricos, que devem ter velocidade variável, andar para frente e para trás, e regenerar energia durante as descidas ou freadas.

Um exemplo de circuito comercial que utiliza o conversor ponte completa é mostrado na Figura 18, implementado com base no circuito integrado L293, que permite o acionamento de dois motores sem inversão de rotação, ou um motor com controle total, por meio do conversor ponte completa (ponte H), conforme mostrado na Figura 19. Existem outros modelos de circuitos integrados disponíveis comercialmente, tanto para acionamento de motores de corrente contínua convencionais, como motores de passo, etc.

Note no circuito da Figura 19 que foram adicionados os diodos de roda-livre externamente ao circuito integrado. Este cuidado é muito importante, pois do contrário poderão ocorrer danos nos transistores internos do CI, visto se estar comutando uma carga indutiva (motor), que poderá gerar sobretensões caso não se tenha caminho para a corrente elétrica ao abrir algum interruptor do conversor ponte completa.

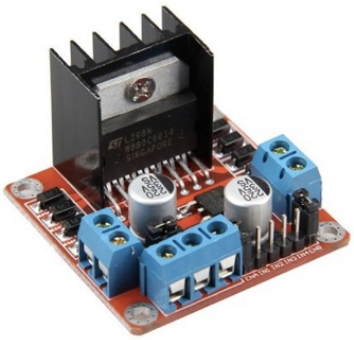
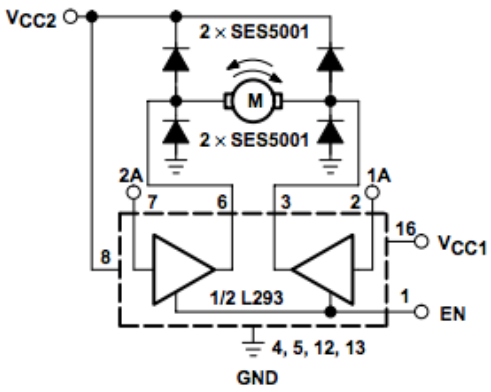


Figura 18 – Exemplo de placa de acionamento de motor que emprega o conversor ponte completa.

Fonte: https://www.curtocircuito.com.br. Acesso em 03/06/2020.



EN	1A	2A	FUNCTION
H	L	H	Turn right
H	H	L	Turn left
H	L	L	Fast motor stop
H	H	H	Fast motor stop
L	X	X	Fast motor stop

L = low, H = high, X = don't care

Figura 19 – Exemplo de conexão interna do L293.

Fonte: http://users.ece.utexas.edu/~valvano/Datasheets/L293d.pdf. Acesso em 03/06/2020.

4 Simulação de Circuito de Acionamento de Motor CC

A simulação do circuito equivalente de um motor de corrente contínua será realizada utilizando o *software* Psim, com conversor Buck, conforme será realizado na atividade de laboratório relacionada com a temática deste capítulo.

4.1 Simulação do Conversor Buck com Controlador Liga-Desliga

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 20, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 15 V (médios). A carga possui uma resistência de 47 Ω e indutância de 10 mH, que representa o motor de corrente contínua em seu modelo mais simples, que não leva em consideração a força contra eletromotriz. O tempo de simulação pode ser de 20 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 μs). Note que a frequência de comutação é de 500 Hz e a razão cíclica ajustável. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor.

A forma de onda para operação com razão cíclica de 10% é mostrada na Figura 21 onde se nota a tensão de entrada, sobre o motor e a corrente do motor. A corrente da Figura 21 tem formato típico de circuitos RL, como se estuda nas disciplinas de circuitos elétricos, isto é, se tem uma exponencial crescente, quando a chave está fechada e a fonte fornece energia ao circuito; após se tem uma exponencial descrecente, quando a chave está aberta e a energia acumulada na indutância será transferida para a resistência por meio do diodo de roda-livre. Os parâmetros utilizados (R_m e L_m) não são reais, isto é, não foram obtidos de um motor, mas apenas semelhantes ao que se teria na prática.

A seguir, nas Figura 22 e Figura 23, se mostram os resultados de simulação para operação com razão cíclica de 50% e 90%, respectivamente. Note que na Figura 21 o conversor está operando em condução descontínua, já na Figura 22 a condução é crítica e na Figura 23 se tem condução contínua.

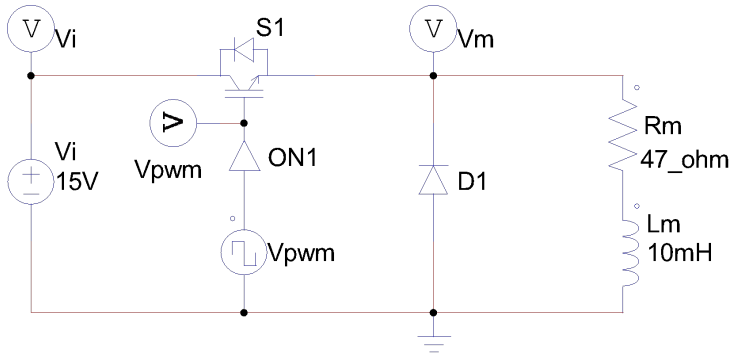


Figura 20 – Circuito simulado no Psim.

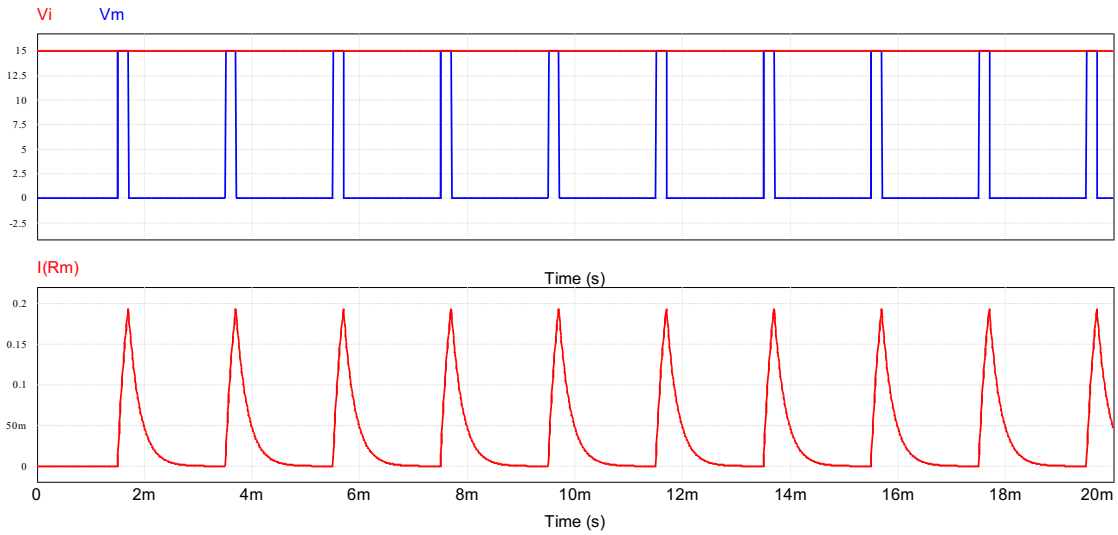


Figura 21 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 10%.

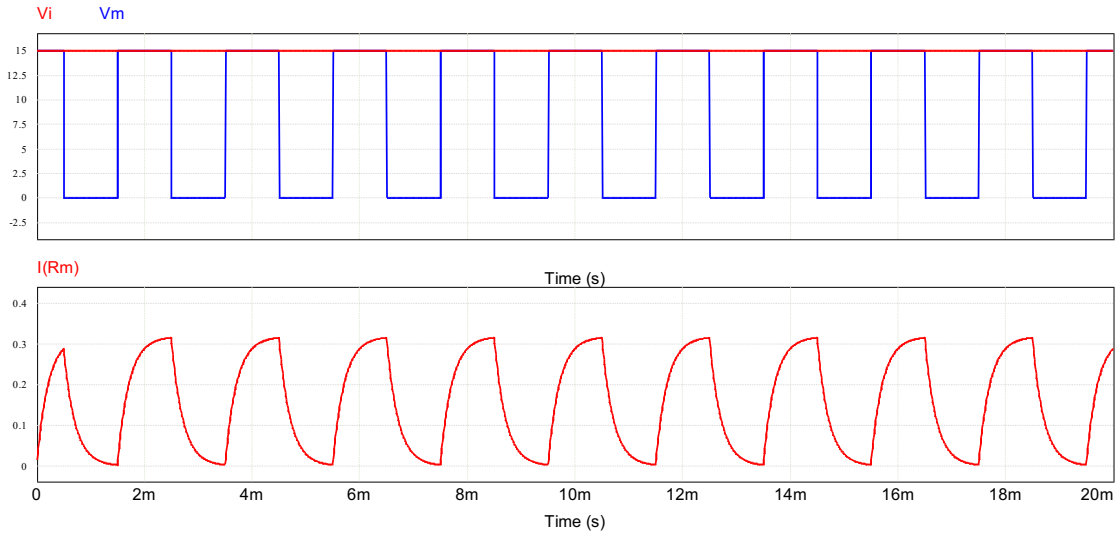


Figura 22 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 50%.

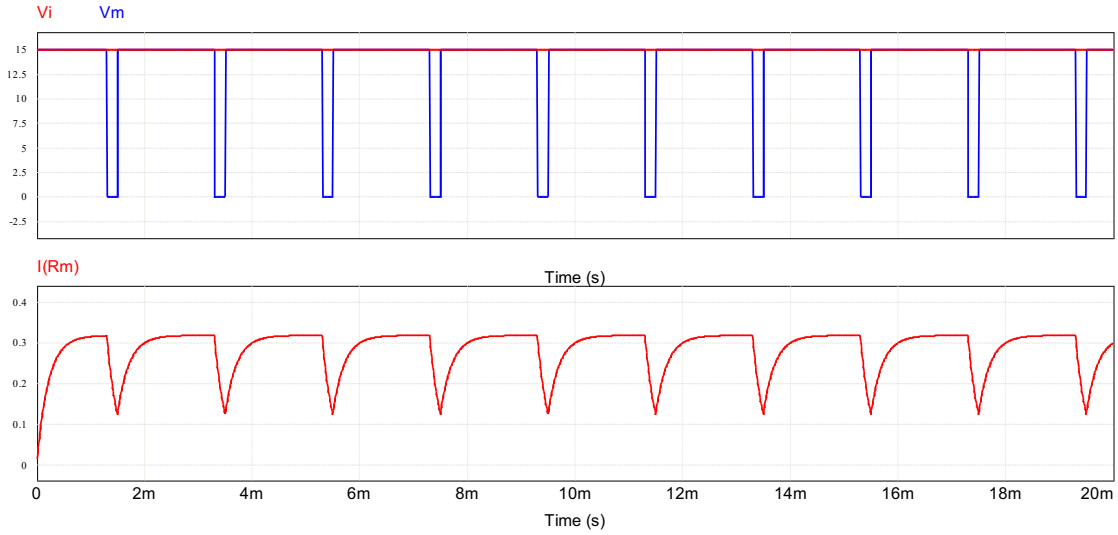


Figura 23 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 90%.

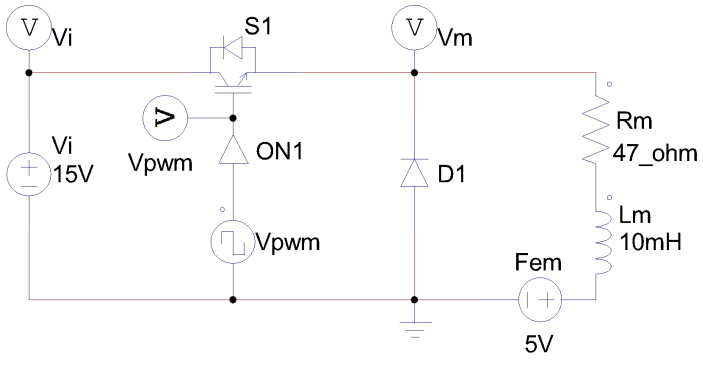


Figura 24 – Circuito simulado com força contra eletromotriz do motor.

A simulação da Figura 24 foi realizada considerando uma força contra eletromotriz (FEM) de 5 V. Esta tensão é auto induzida internamente ao motor, não sendo uma fonte de energia elétrica, como está desenhado no circuito. As formas de onda resultantes são mostradas na Figura 25. Note

que neste caso se tem tensão de três níveis no motor, de maneira idêntica ao que se tinha com o conversor Buck cc-cc operando em condução descontínua e carga resistiva.

Além disso, é possível notar na Figura 25 que o formato da onda de corrente é diferente na subida em comparação com a descida; isso ocorre em virtude da presença da fonte de entrada na primeira etapa (exponencial crescente) e apenas a força contra eletromotriz na segunda etapa (exponencial descrecente).

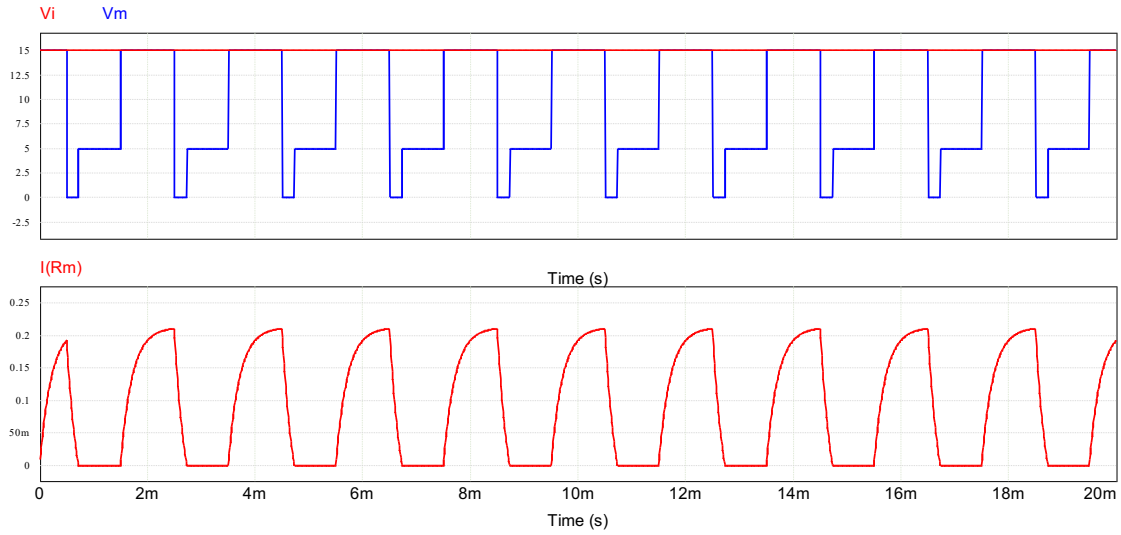


Figura 25 – Formas de onda para razão cíclica de 50% e força contra eletromotriz.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando as formas de onda da Figura 25, onde o conversor Buck está operando em condução descontínua e se deseja determinar uma expressão para calcular a tensão sobre o motor, obtenha a equação equivalente a partir do ganho estático do conversor Buck.

A expressão do ganho estático do conversor Buck operando em condução descontínua é:

$$V_o = \frac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L_m \cdot F_s}{R_m \cdot D^2}}}.$$

A constante de tempo do motor é representada por:

$$\tau_m = \frac{L_m}{R_m}.$$

Portanto:

$$V_o = \frac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \frac{L_m}{R_m}}} = \frac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m}};$$

$$1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m} = \frac{2 \cdot V_i}{V_o} \rightarrow \sqrt{1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m} = \frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1;$$

$$1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m = \left(\frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1 \right)^2 \rightarrow \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m = \left(\frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1 \right)^2 - 1;$$

$$\tau_m = \frac{D^2}{8 \cdot F_s} \cdot \left[\left(\frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1 \right)^2 - 1 \right].$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 24 e que em laboratório se mediu a tensão de saída para operação com razão cíclica de 50% e se obteve o valor de 13 V, para uma tensão de entrada de 15 V. Determine a constante de tempo do motor de corrente contínua.

A partir da expressão obtida no exercício anterior:

$$\tau_m = \frac{D^2}{8 \cdot F_s} \cdot \left[\left(\frac{2 \cdot V_i}{V_o} - 1 \right)^2 - 1 \right] = \frac{0{,}5^2}{8 \cdot 500} \cdot \left[\left(\frac{2 \cdot 15}{13} - 1 \right)^2 - 1 \right];$$

$$\tau_m = 44{,}375 \mu s.$$

ER 03) Considerando o exercício resolvido ER 02, determine a tensão de saída nos seguintes casos:

- Razão cíclica de 0%;
- Razão cíclica de 25%;
- Razão cíclica de 50%;
- Razão cíclica de 75%;
- Razão cíclica de 100%.

Usando-se a constante de tempo determinada no exemplo anterior, se pode escrever que:

$$V_o = \frac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot F_s}{D^2} \cdot \tau_m}} = \frac{2 \cdot 15}{1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot 500}{D^2} \cdot 44{,}375 \mu}}.$$

Portanto:

- Razão cíclica de 0% > V_o = 0 V;
- Razão cíclica de 25% > V_o = 10,14 V;
- Razão cíclica de 50% > V_o = 13 V;

- Razão cíclica de 75% > V_o = 13,97 V;
- Razão cíclica de 100% > V_o = 14,39 V > 15 V.

ER 04) Explique o procedimento que foi realizado nos exemplos anteriores, que permitiu calcular a tensão de saída do circuito de maneira aproximada. Comente sobre o erro cometido com esta técnica.

A metodologia empregada nos exemplos anteriores se baseou em resultados empíricos, isto é, obter uma expressão matemática que represente um sistema físico a partir de medições de laboratório. Assim, para não realizar ensaios completos para determinar o circuito equivalente do motor de corrente contínua, a exemplo do circuito apresentado na Figura 6, se realizou um procedimento mais simples que consistiu em:

1. Medir a tensão de saída (sobre o motor) para uma determinada razão cíclica;
2. Calcular a constante de tempo do motor (L_m/R_m) usando a tensão medida anteriormente;
3. Inserir a constante de tempo obtida para calcular a tensão sobre o motor para as demais razões cíclicas, extrapolando o resultado da etapa 2.

O erro cometido é resultante de dois fatores:

1. A extrapolação utilizada, isto é, considerar que a constante de tempo não mude para as diferentes razões cíclicas de operação do conversor, e consequente velocidade do motor, permite obter um resultado aproximado;
2. Considerar que a constante de tempo do motor não mude conforme a carga aplicada em seu eixo.

Assim, os resultados obtidos são aproximados e estão sujeitos aos erros elencados acima, mas que permitem estudar e implementar o circuito de acionamento de um motor de corrente contínua de maneira simples e rápida.

Exercícios Propostos

EP 01) Caso o conversor esteja operando em condução contínua, seria necessário determinar a constante de tempo do motor para se conhecer a tensão de saída do conversor?

EP 02) Considerando o circuito da Figura 24 e que em laboratório se mediu a tensão de saída para operação com razão cíclica de 30% e se obteve o valor de 12 V, para uma tensão de entrada de 15 V. Determine a constante de tempo do motor de corrente contínua.

EP 03) Considerando o circuito da Figura 24 e que em laboratório se mediu a tensão de saída para operação com razão cíclica de 70% e se obteve o valor de 12,5 V, para uma tensão de entrada de 15 V. Determine a constante de tempo do motor de corrente contínua.

EP 04) Considerando o circuito da Figura 24 e que em laboratório se mediu a tensão de saída para operação com razão cíclica de 50% e se obteve o valor de 14 V, para uma tensão de entrada de 15 V. Determine a constante de tempo do motor de corrente contínua.

EP 05) Considerando o exercício proposto EP 02, determine a tensão de saída nos seguintes casos:

- Razão cíclica de 0%;
- Razão cíclica de 25%;
- Razão cíclica de 50%;
- Razão cíclica de 75%;
- Razão cíclica de 100%.

EP 06) Considerando o exercício proposto EP 03, determine a tensão de saída nos seguintes casos:

- Razão cíclica de 0%;
- Razão cíclica de 25%;
- Razão cíclica de 50%;
- Razão cíclica de 75%;
- Razão cíclica de 100%.

EP 07) Considerando o exercício proposto EP 04, determine a tensão de saída nos seguintes casos:

- Razão cíclica de 0%;
- Razão cíclica de 25%;
- Razão cíclica de 50%;
- Razão cíclica de 75%;
- Razão cíclica de 100%.

EP 08) Simule o circuito do exemplo resolvido 02 (ER 01) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 09) Simule o circuito do exemplo resolvido 03 (ER 02) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 10) Simule o circuito do exercício proposto 02 (EP 02) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 11) Simule o circuito do exercício resolvido 03 (EP 03) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 12) Simule o circuito do exercício resolvido 04 (EP 04) no *software* Psim e compare os resultados obtidos no simulador com os calculados.

EP 13) Repita o exercício EP 02, agora considerando uma tensão de entrada de 24 V.

EP 14) Repita o exercício EP 02, agora considerando uma tensão de entrada de 12 V e uma tensão medida de 9 V.

EP 15) Repita o exercício EP 02, agora considerando uma tensão de entrada de 9 V e uma tensão medida de 6 V.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores acionando motores de corrente contínua.

Em síntese, objetiva-se:

- Aplicar os princípios da modulação PWM;
- Montar um conversor cc-cc para acionamento de motor de corrente contínua;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

6.2 Modulação PWM

Implemente no Arduino o programa que gere modulação por largura de pulsos, como foi realizado em aula anterior.

A seguir, monte o circuito da Figura 26, atentando para as conexões dos componentes. O circuito da Figura 26 permite que ser varie a largura dos pulsos de comando do interruptor (PWM) conforme o ajuste do potenciômetro. Em outras palavras, se deseja que a velocidade do motor seja alterada pelo ajuste do potenciômetro do circuito.

Gere os sinais de comando no Arduino e verifique se os mesmos estão corretos, usando para isso um osciloscópio. Comprove que ocorre a modulação PWM e que o circuito esteja operando corretamente.

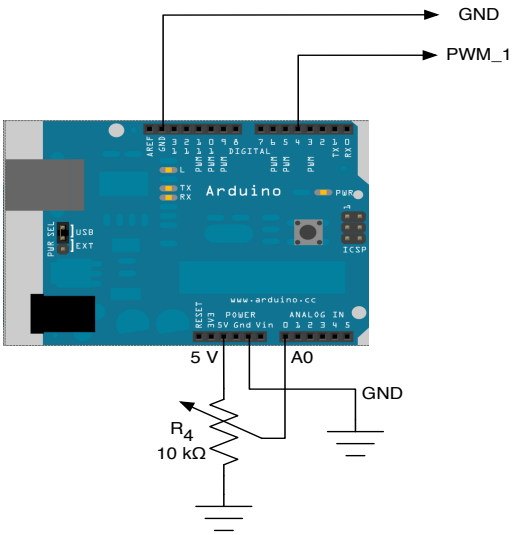


Figura 26 – Circuito para geração da modulação PWM.

6.3 Conversor CC-CC Acionando Motor CC

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 27. A tensão de entrada (V_i) será de 12 V.

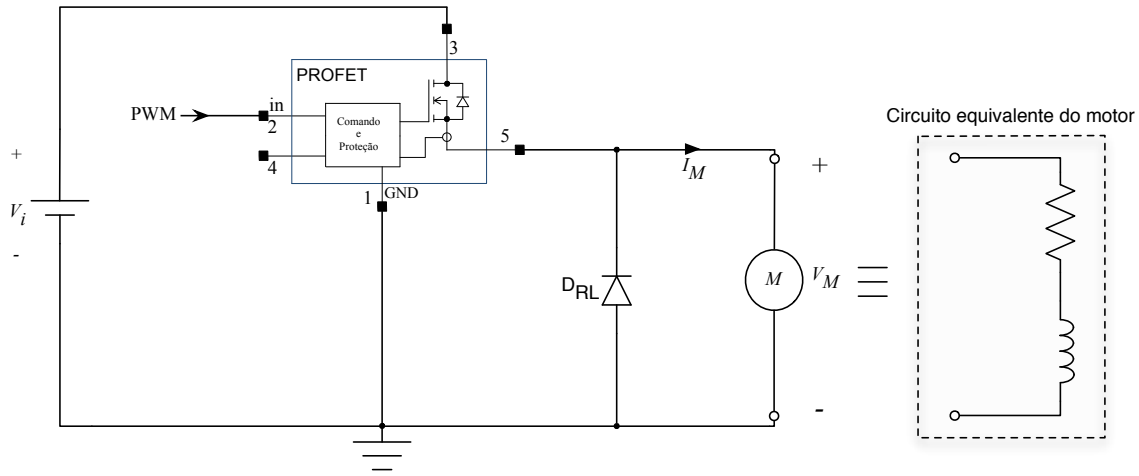


Figura 27 – Circuito do conversor cc-cc para acionamento do motor cc.

6.4 Ensaios com o Circuito Montado

Altere a razão cíclica no Arduino conforme solicitado na Tabela 1, medindo a tensão de saída e anotando os valores, para posteriormente comparar com os cálculos realizados.

Observe que a velocidade do motor depende da tensão média aplicada sobre o mesmo.

A tensão de saída do conversor Buck é calculada por:

- $V_o = D \cdot V_i \rightarrow$ condução contínua;
- $V_o = \dfrac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \dfrac{8 \cdot L_o \cdot F_s}{R_o \cdot D^2}}} \rightarrow$ condução descontínua.

Tabela 1 – Tensão média de saída no conversor cc-cc acionando motor cc.

Razão cíclica	Tensão de saída	
	Calculado	Medido
0	0	
30%		
50%		
70%		
90%		

6.5 Questões – Comente suas respostas.

1) Esboce as formas de onda observadas no osciloscópio na Figura 28.
2) O circuito operou em condução contínua ou descontínua. Justifique sua resposta.
3) Qual a forma de onda da corrente no motor? Por que a corrente apresenta esta forma, visto que a tensão é pulsada?

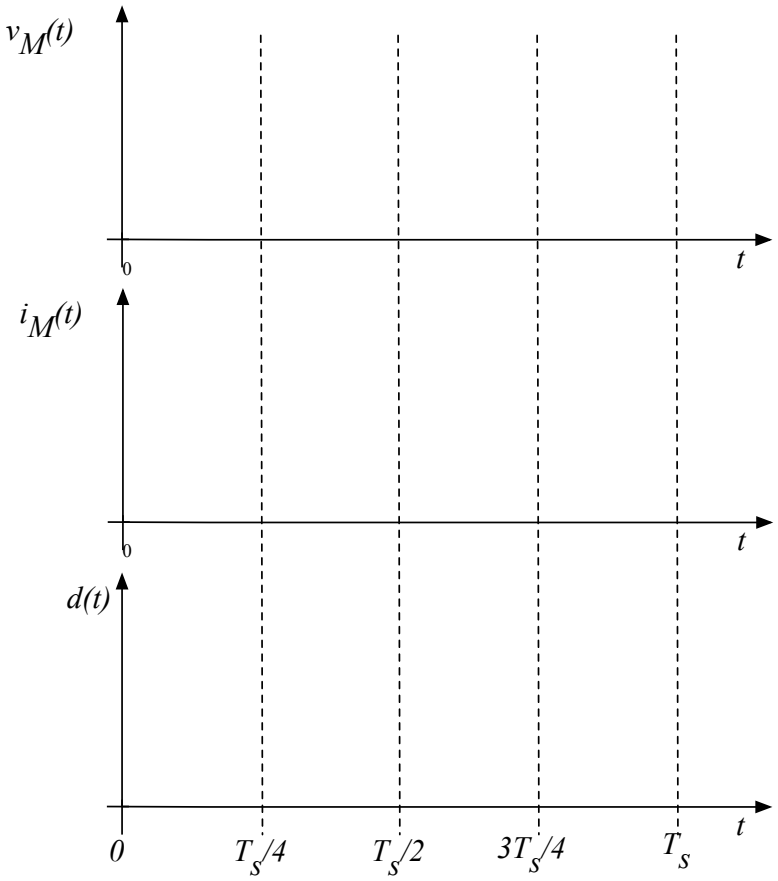


Figura 28 – Principais formas de onda do conversor cc-cc para acionamento do motor cc.

7 Referências

[1] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[2] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[3] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[4] WEG. Motores de Corrente Contínua. Disponível em https://www.weg.net/institutional/BR/en/.

[5] SIEMENS. Motores de Corrente Contínua – Guia rápido para uma especificação precisa, edição 01, 2006. Disponível em: https://new.siemens.com/br/pt.html.

20

Capítulo

Modulação PWM Senoidal

Meta deste capítulo

Estudar os princípios da modulação Senoidal aplicada em inversores de tensão.

objetivos

- Entender o princípio de geração da modulação PWM senoidal;
- Analisar circuitos para modulação PWM senoidal;
- Simular circuitos de geração de modulação PWM senoidal;
- Implementar circuitos para modulação PWM senoidal.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente ao princípio de funcionamento dos conversores cc-cc Buck, Boost e Buck-Boost.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos inversores de tensão.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores onde foram estudados os conversores cc-cc onde ficou evidente a importância da modulação por largura de pulsos, pois esta modulação é amplamente utilizada na indústria, e também o foi durante as aulas referentes aos conversores estáticos.

A modulação por largura de pulsos (PWM) é utilizada em diferentes áreas da eletrônica, em acionamentos elétricos, controle de luminosidade, temperatura, etc. Em outras palavras, não apenas a eletrônica de potência se encarrega de estudar e utilizar modulação por largura de pulsos. A preferência por esta modulação se deve ao fato de a frequência de comutação ser fixa, o que simplifica o projeto dos elementos do conversor, tanto semicondutores, como também os elementos passivos dos filtros de saída e entrada, além do filtro de interferência eletromagnética.

Este capítulo inicia o estudo dos conversores cc-ca, mais conhecidos por inversores de tensão, e na indústria de acionamentos elétricos por inversores de frequência, pois são muito utilizados no acionamento de motores elétricos. Em sendo um capítulo introdutório e com foco na modulação por largura de pulsos, será utilizado um conversor Buck cc-cc para estudar o princípio de funcionamento da modulação PWM senoidal, que é uma modificação na modulação PWM convencional. A modulação PWM senoidal é empregada em inversores de tensão para que se tenha na saída do conversor uma tensão alternada senoidal, para então se conectar uma carga em corrente alternada, tipicamente um motor de indução, por exemplo.

A Figura 1 mostra exemplos de inversores de tensão fabricados pela indústria nacional e utilizados para acionamento de motores. Estes inversores podem ter potência da ordem de algumas centenas de watts até milhares de quilowatts, conforme a aplicação desejada.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos envolvidos na modulação PWM e PWM senoidal, resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos serão apresentados.

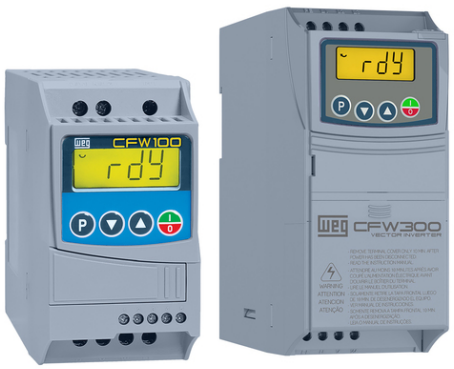


Figura 1 – Exemplos de inversores de frequência comercial.

Fonte: https://www.weg.net. Acesso em: 04/06/2020.

2 Modulação por Largura de Pulsos (PWM)

2.1 Introdução

A modulação por largura de pulsos (PWM) foi apresentada no capítulo introdutório aos conversores cc-cc, anteriormente neste curso. Aqui se apresentarão conceitos mais elaborados sobre esta modulação e sua modificação para gerar padrões diferentes de formas de onda, por exemplo senoidais, quando se terá a modulação por largura de pulsos senoidal (PWM senoidal).

Assim, neste capítulo serão apresentados os principais conceitos envolvendo as modulações PWM e PWM senoidal e abordagens matemáticas para os moduladores em estudo.

2.2 Princípio de Funcionamento da Modulação por Largura de Pulsos

A modulação por largura de pulsos (PWM) foi apresentada anteriormente neste curso, no capítulo introdutório aos conversores cc-cc, onde se utilizou o Arduino para gerar o sinal de comando do interruptor do conversor, alterando a razão cíclica diretamente por uma linha de comando no programa do microcontrolador.

O diagrama de blocos do princípio de funcionamento da modulação PWM é mostrado na Figura 2. Os conceitos da modulação por largura de pulsos empregados aqui são os mesmos daqueles estudados em disciplinas de sistemas de comunicação, telecomunicações, etc. Os principais elementos da Figura 2 são:

- Portadora (*sawtooth wave generator*) – sinal em alta frequência, com forma de onda dente-de-serra (rampa) ou triangular, que determina a frequência de comutação do conversor. Na figura é identificada por $v_{saw}(t)$;
- Sinal modulante (*analog input*) – é o sinal a ser comparado com a portadora, originado pelo circuito de controle se o conversor operar em malha fechada; tem comportamento contínuo, isto é, lento, com variações em frequência inferior a portadora. Na figura é identificada por $v_c(t)$;
- Comparador – circuito com amplificador operacional, por exemplo, que realiza a comparação da portadora com a modulante, originando o sinal de comando do interruptor, com forma de onda retangular e largura determinada pelo nível de comparação da modulante com a portadora. O sinal de comando na figura é identificado por $\delta(t)$ (*PWM waveform*).
- Variáveis na figura da forma de onda – V_M é a amplitude máxima da portadora (dente-de-serra), d é a razão cíclica e T_s é o período de comutação.

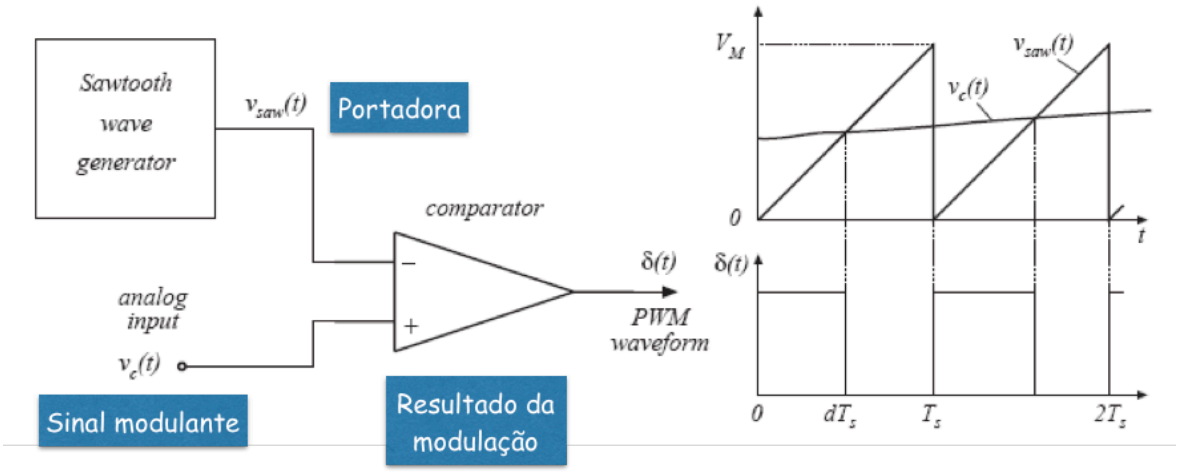


Figura 2 – Diagrama de blocos da modulação por largura de pulsos.

Fonte: (Erickson, 1997).

Considerações importantes:

- A portadora define a frequência de comutação;
- O sinal modulante deve ser aproximadamente contínuo durante um período da portadora;
- O sinal modulante define a fundamental da grandeza de saída do conversor.

É possível notar na Figura 2 que a largura do pulso do sinal de comando ($v_c(t)$) é determinado pelo nível do sinal modulante, ou seja, pela amplitude da tensão de controle. Em conversores operando em malha aberta este nível será ajustado pelo usuário ou definido na fábrica; já em conversores que operam em malha fechada o nível da tensão de controle será determinado pelo circuito de controle, para que a razão cíclica tenha o valor adequado para fazer com que a variável controlada tenha o mesmo valor da referência desejada.

2.3 Abordagem Matemática dos Moduladores

A comparação da portadora (dente-de-serra) com a modulante (tensão de controle) irá originar a saída com modulação por largura de pulsos, conforme mostrado na Figura 2. Assim, a razão cíclica será:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_M} \rightarrow 0 \leq t \leq V_M .$$

Esta expressão é obtida diretamente pela intersecção da equação da reta da portadora (dente-de-serra) com a tensão de controle, como se observa nas formas de onda da Figura 2.

Em termos de estudo dos conversores, seja do ponto de vista estático ou dinâmico, o circuito de modulação pode ser substituído por um bloco, como mostrado na Figura 3.

A expressão da razão cíclica pode incorporar os comportamentos estáticos e dinâmicos. Caso se aplique uma perturbação na expressão da razão cíclica e na tensão de controle, considerando a portadora estática (fixa), se terá:

$$d(t) = D + \hat{d}(t);$$

$$v_c(t) = V_C + \hat{v}_c(t).$$

Assim:

$$d(t) = \frac{v_{c(t)}}{V_M} = D + \hat{d}(t) = \frac{V_C + \hat{v}(t)}{V_M}.$$

Na análise em regime permanente dos conversores se considera as variáveis estáticas, então a razão cíclica será dada pela parte estática:

$$D = \frac{V_C}{V_M}.$$

Por sua vez, em termos dinâmicos, para estudo de circuitos de controle, por exemplo, se terá:

$$\hat{d}(t) = \frac{\hat{v}_c(t)}{V_M}.$$

Deste modo, quando se está analisando os conversores em regime permanente, para fins de projeto, se utiliza a expressão estática da razão cíclica; já quando se estará analisando o comportamento dinâmico para fins de projeto do circuito de controle, se utilizará a expressão dinâmica da razão cíclica.

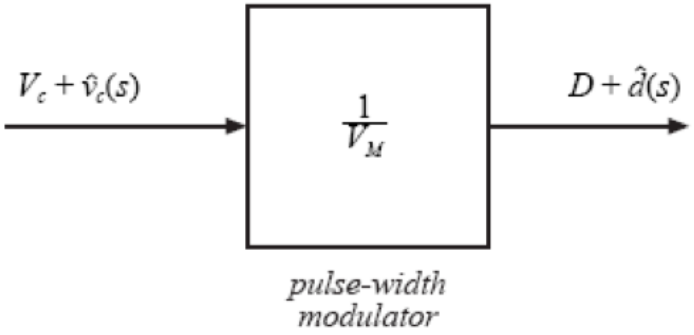


Figura 3 – Diagrama de blocos do circuito modulador.

Fonte: (Erickson, 1997).

Em resumo, se tem:

- Em cc (estático) - $D = \frac{V_C}{V_M}$;
- Em ca (dinâmico) - $\hat{d}(t) = \frac{\hat{v}_c(t)}{V_M}$;
- No domínio da frequência (controle) - $D(s) = \frac{V_C(s)}{V_M}$.

2.4 Modulação PWM Senoidal

A partir da expressão geral da razão cíclica, é possível intuir que o padrão do sinal de comando dependerá da forma de onda da tensão modulante. Assim, se a tensão modulante for contínua, se terá um padrão de largura fixa no comportamento dos pulsos gerados pelo modulador, conforme mostrado na Figura 4. Nesta figura, a tensão v_{pwm} representa a tensão $\delta(t)$ da Figura 2.

Note pela Figura 4 que a largura dos pulsos é fixa, ou seja, a razão cíclica constante ao longo do tempo, pelo menos no intervalo mostrado na figura. No entanto, se a tensão de controle tiver um formato qualquer, como mostrado na Figura 5, então a largura dos pulsos do sinal de comando irá variar no tempo conforme a portadora estiver variando. Por isso, na Figura 5 se tem quatro razões cíclicas diferentes, isto é, a razão cíclica é totalmente variável. A forma do sinal da modulante na Figura 5 foi escolhido aleatoriamente para ilustrar o princípio de funcionamento do modulador, que poderá sintetizar na sua saída o padrão de sinal de comando desejado, conforme se aplicar uma forma de onda como modulante. A partir desta ideia geral é que se irá obter a modulação por largura de pulsos senoidal, conhecida por PWM senoidal.

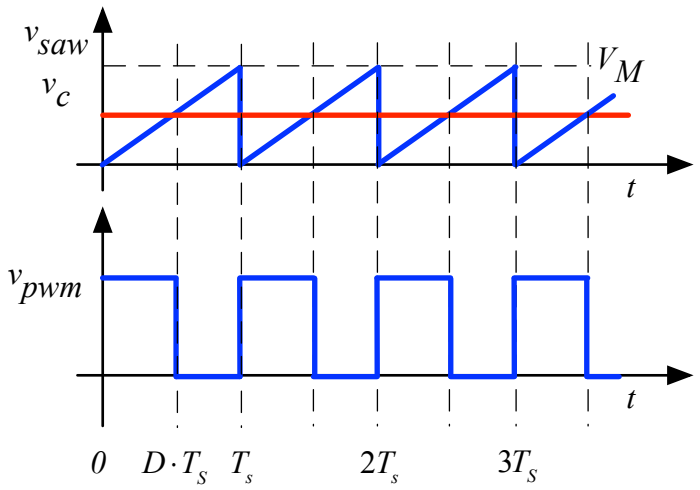


Figura 4 – Padrão da largura de pulsos para sinal modulante contínuo.

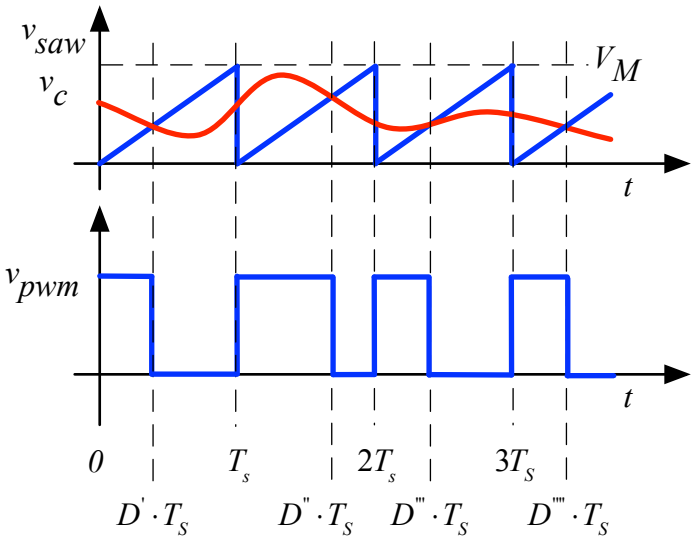


Figura 5 – Padrão da largura de pulsos para sinal modulante variável no tempo.

Considerando a expressão geral para a razão cíclica e inserindo na mesma uma componente contínua e uma componente senoidal, se teria:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_M} \rightarrow 0 \leq t \leq V_M \;;$$

$$d(t) = D + seno(t) \;;$$

$$d(t) = \frac{V_C}{V_M} + \frac{V_{pk} \cdot seno(t)}{V_M} \;.$$

Na expressão anterior, a razão cíclica terá um valor constante e um valor variável, como está mostrado na Figura 6. Neste caso se pode observar que a largura dos pulsos será maior próximo ao pico da senóide e menor próximo ao seu vale. A figura mostra um esboço e para poucos períodos de comutação e com frequência de comutação próxima a frequência do sinal modulante, para simplificar o desenho da figura.

Na Figura 7 se mostram as formas de onda para modulação PWM senoidal com uma portadora com formato triangular, comparada com uma modulante senoidal, além da tensão de saída de um inversor de tensão, denominada de V_{ab}. Nesta imagem é possível perceber que na região próxima ao pico positivo da senóide se tem pulsos com largura maior na tensão de saída, enquanto na região próxima ao vale da senóide se tem pulsos com largura menor positiva, mas maior com tensão negativa, isto é, a tensão de saída do inversor sintetiza uma senóide, com amplitude positiva e negativa, representada pela largura maior positiva ou maior negativa na tensão pulsada V_{ab}.

As formas de onda da Figura 7 são típicas de inversores de tensão operando com modulação bipolar, que permite obter dois níveis na tensão de saída, o que será estudado nos próximos capítulos deste curso.

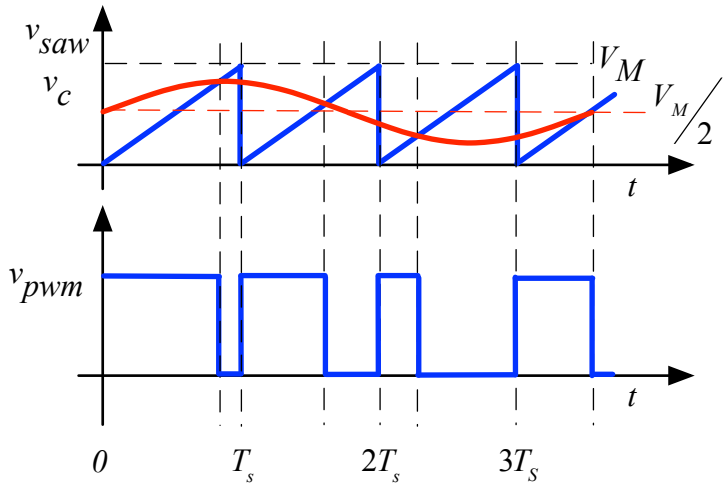


Figura 6 – Padrão da largura de pulsos para modulação PWM senoidal.

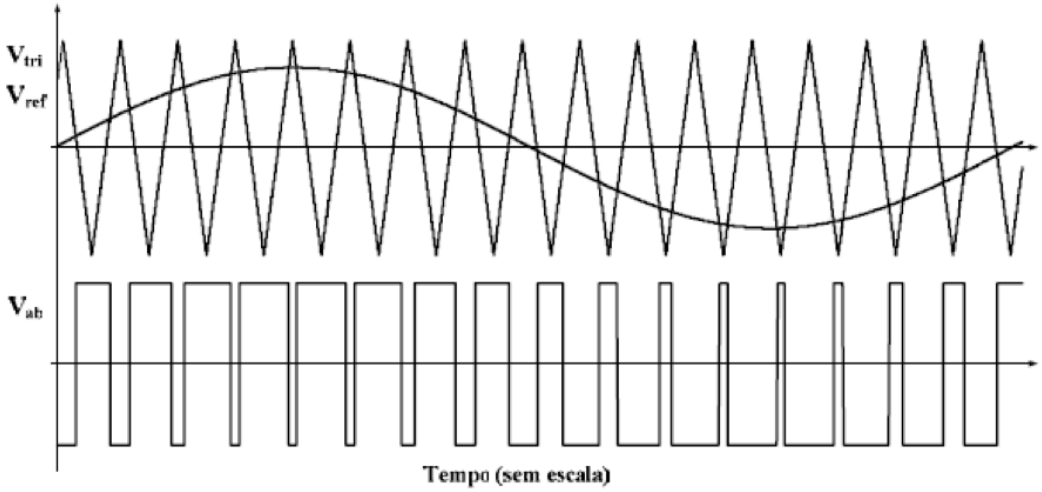


Figura 7 – Formas de onda para um inversor de tensão.

Fonte: (Gerent, 2005).

3 Circuitos de Moduladores por Largura de Pulsos

3.1 Introdução

Os circuitos para implementação de moduladores por largura de pulsos podem ser analógicos ou digitais. A seguir serão apresentados alguns exemplos, desde circuitos mais simples até soluções específicas empregando circuitos integrados dedicados.

Atualmente, pela facilidade de aquisição e baixo custo, é comum se empregar microcontroladores ou microprocessadores para implementação dos circuitos de comando, controle e modulação de conversores cc-cc e cc-ca; utilizando-se então os moduladores no formato digital, como será feito na aula de laboratório quando se implementará um modulador PWM senoidal com o Arduino.

3.2 Circuitos Analógicos

A título de exemplo, circuitos simples podem ser desenvolvidos com o circuito integrado 555, tradicional em eletrônica. Assim, nas Figura 8, Figura 9, Figura 10 e Figura 11 se mostram circuitos com este circuito integrado, resultando em osciladores e finalmente em um modulador PWM senoidal.

A Figura 8 mostra o circuito interno do circuito integrado 555, para relembrar os principais aspectos de seu funcionamento, visto o mesmo possuir dois níveis de comparação que acionam um *flip-flop* do tipo *set-reset*, além de ter um terminal de descarga e um terminal de *reset*.

A partir do circuito interno do 555 mostrado na Figura 8 se pode implementar um oscilador, conforme mostrado na Figura 9, o qual pode ser útil quando se deseja implementar um modulador simples com razão cíclica fixa.

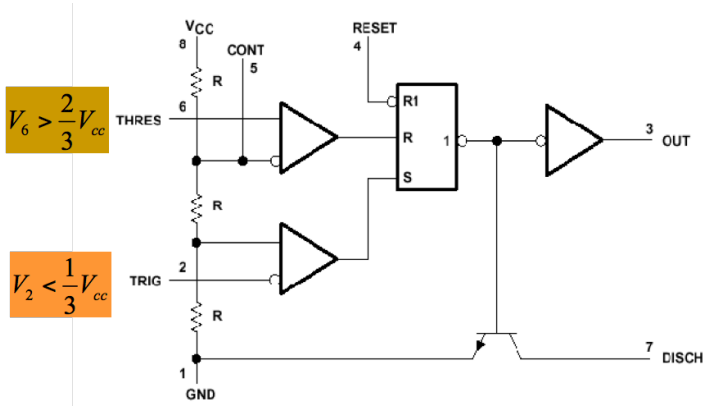


Figura 8 – Circuito de modulação empregando o circuito integrado 555.

Fonte: (Fairchild, 2002).

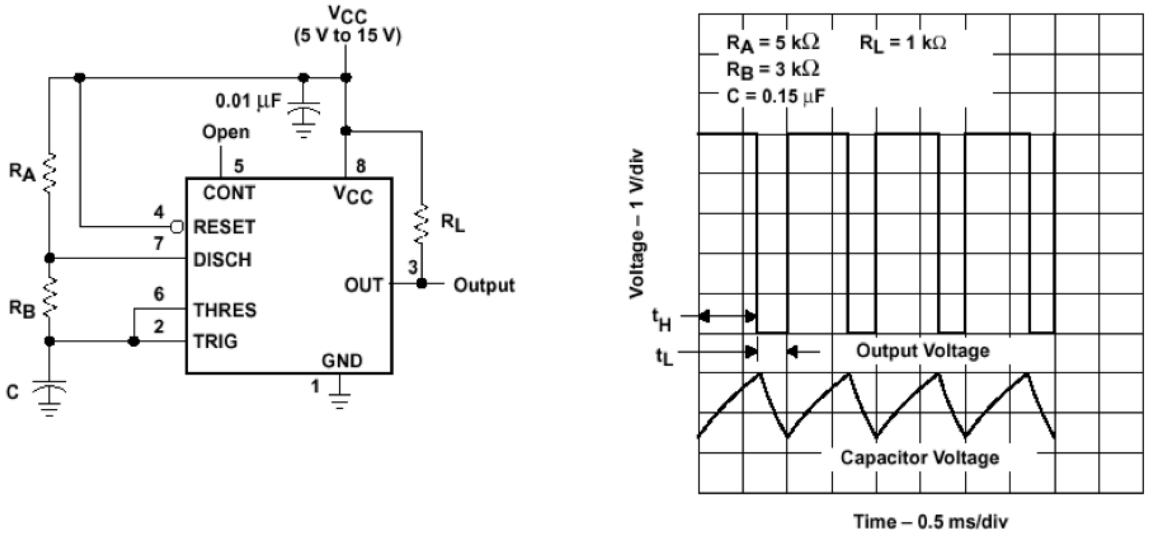


Figura 9 – Multivibrador astável com o circuito integrado 555.

Fonte: (Fairchild, 2002).

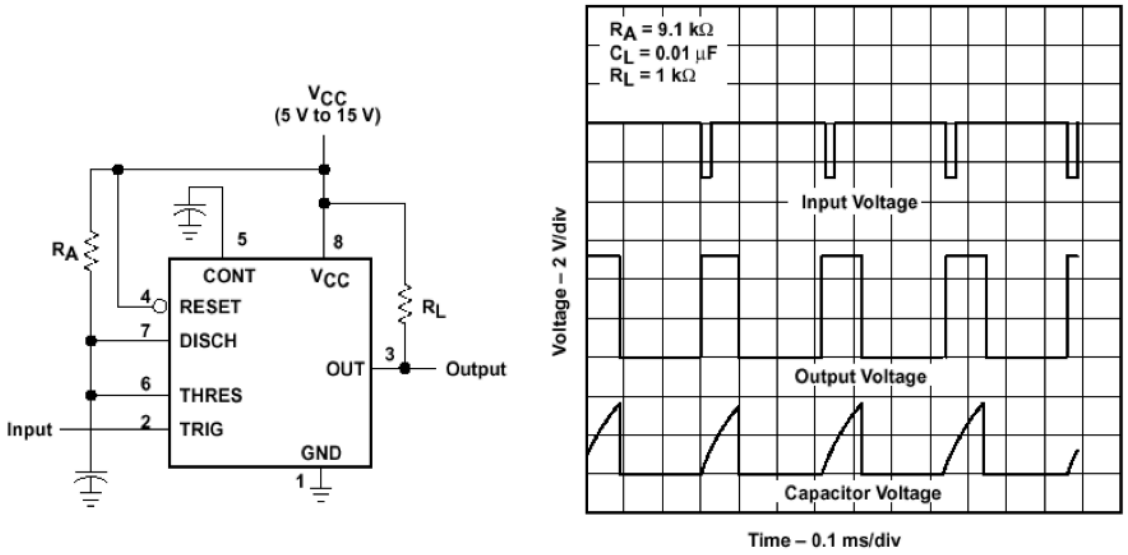


Figura 10 – Multivibrador monoestável com o circuito integrado 555.

Fonte: (Fairchild, 2002).

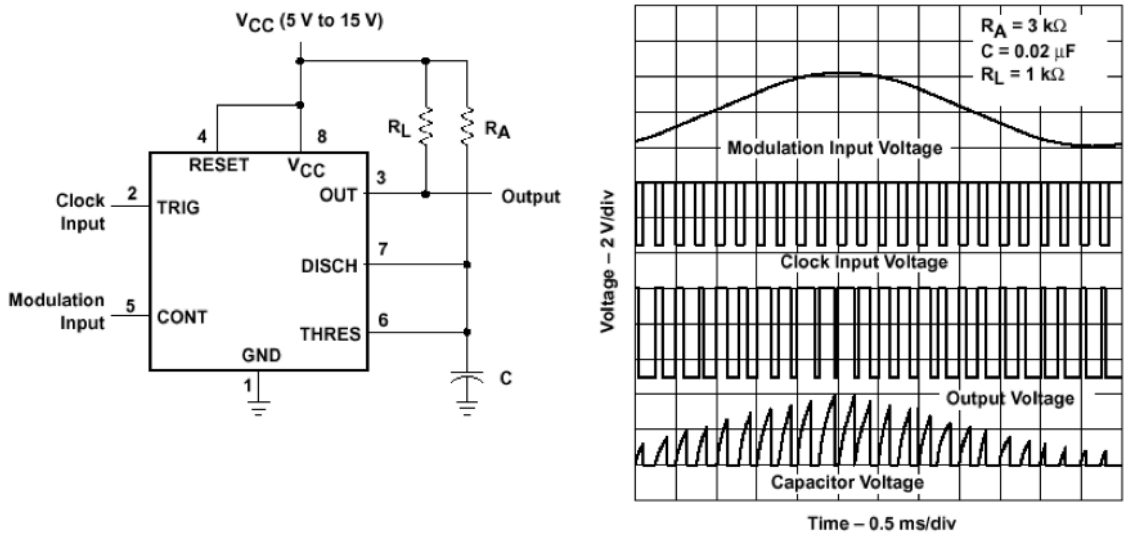


Figura 11 – Multivibrador PWM senoidal com o circuito integrado 555.

Fonte: (Fairchild, 2002).

Por sua vez, o circuito mostrado na Figura 10 é um temporizador, enquanto o circuito da Figura 11 é um modulador PWM senoidal, que permite obter um padrão de sinais conforme visto anteriormente, desde que no terminal 5 seja aplicado uma modulante com formato senoidal.

Estes circuitos com o 555 são simples e didáticos, por isso foram apresentados aqui; não sendo comumente empregados em aplicações de eletrônica de potência, mas que podem ter seu uso em aplicações específicas e de baixo custo, por exemplo. Deste modo, na Figura 12 se mostra um circuito gerador de rampa (dente-de-serra) com o circuito integrado 555, que pode ser útil em circuitos moduladores PWM analógicos.

Ainda a título de exemplo, na Figura 13 se mostra o circuito integrado UC3524N, que é específico para ser aplicado em eletrônica de potência e que possui internamente o oscilador que gera a portadora dente-de-serra e os circuitos comparadores, para então gerar os sinais de comando para os interruptores.

Assim, este componente é projetado para o uso com conversores cc-cc, conforme estudado nos capítulos anteriores deste curso, permitindo implementar o circuito de controle e proteção também com o mesmo integrado. Este componente possui outras funcionalidades que não serão descritas aqui, mas que permitem acionar uma ou duas chaves, realizar sincronismo com outros componentes, dentre outras funções.

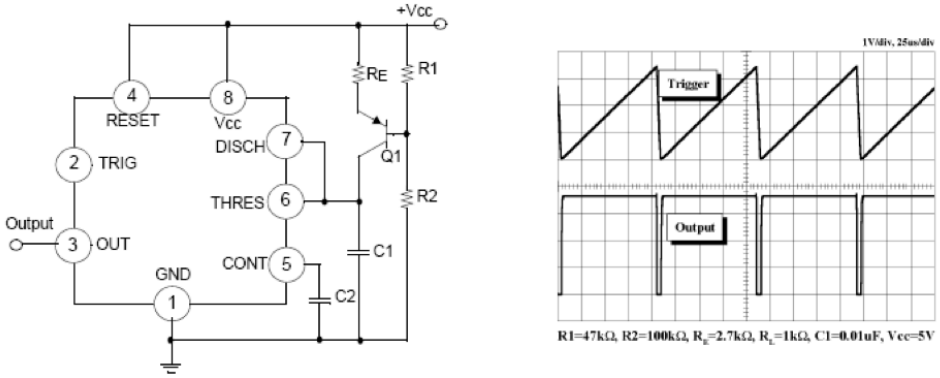


Figura 12 – Gerador de rampa com o circuito integrado 555.

Fonte: (Fairchild, 2002).

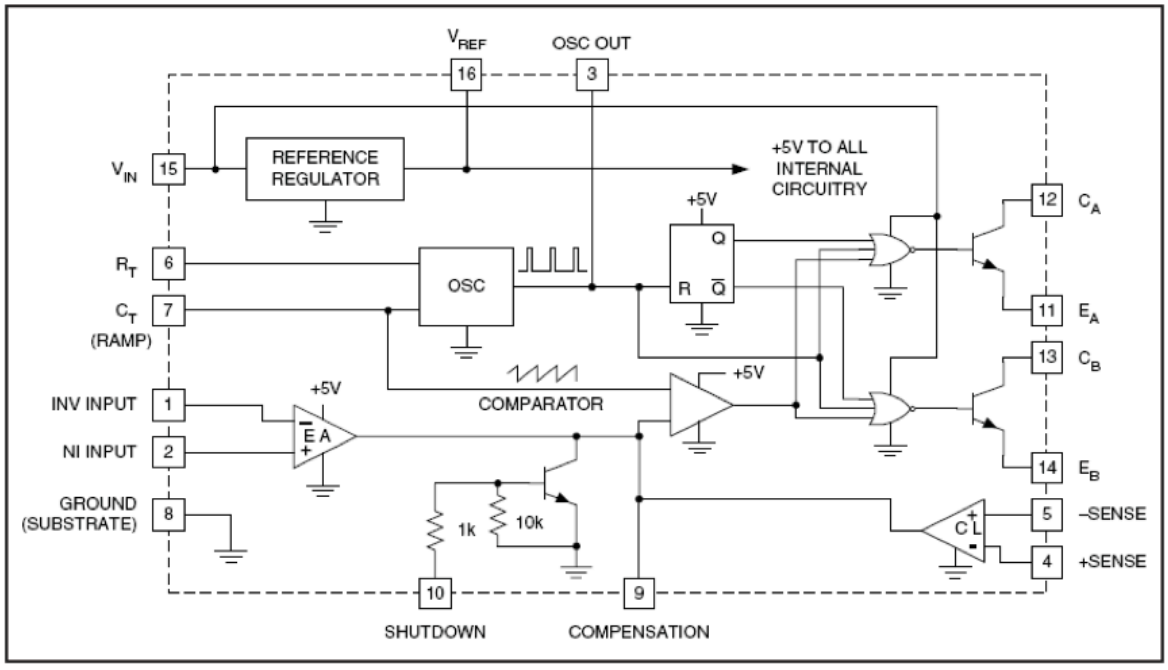


Figura 13 – Circuito integrado UC3524N.

Fonte: (Texas Instruments, 2005).

O circuito apresentado na Figura 14 é outro exemplo para a geração de forma de onda triangular, que é constituído por dois amplificadores operacionais, atuando como integrador e comparador. Este circuito é útil na implementação circuitos de modulação para conversores cc-ca e ca-ca.

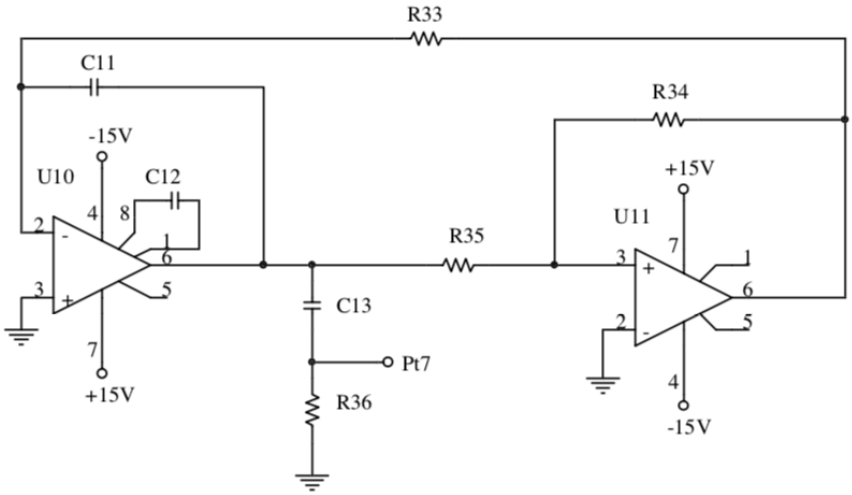


Figura 14 – Circuito para geração de triangular.

Fonte: (Petry, 2001).

3.3 Circuitos para Modulação PWM Senoidal

A modulação por largura de pulsos senoidal pode ser de dois níveis ou três níveis, a depender de qual conversor cc-ca estará em estudo. A forma de onda para modulação dois níveis é aquela mostrada na Figura 7, enquanto a modulação três níveis é mostrada na Figura 15. Note que para geração de modulação três níveis faz-se necessário o uso de duas triangulares, defasadas de 180º entre si.

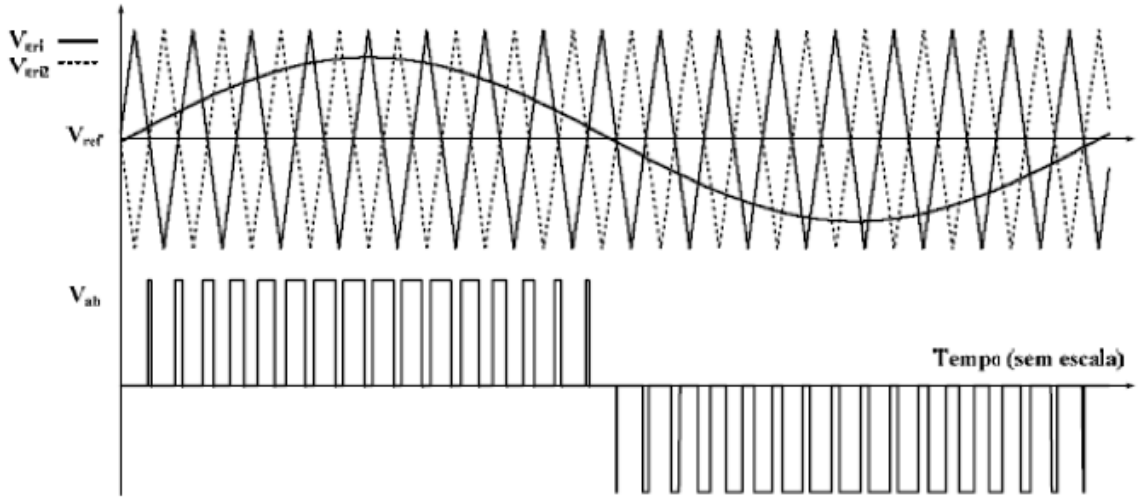


Figura 15 – Formas de onda para modulação 3 níveis.

Fonte: (Gerent, 2005).

A título de comparação, a Figura 16 mostra o circuito de modulação por largura de pulsos convencional, diga-se, que gera o padrão de sinais a partir de uma tensão de controle fixa.

Um circuito exemplo para geração de modulação dois níveis é mostrado na Figura 17, que utiliza um comparador, a exemplo do que foi mostrado no início deste capítulo na explicação do princípio de funcionamento da modulação por largura de pulsos. Caso esta modulação seja empregada em um conversor ponte completa, então o sinal gerado deve ser aplicado aos interruptores S_1 e S_4. Já os interruptores S_2 e S_3 recebem o mesmo sinal invertido, conforme está mostrado na figura. Note pela Figura 17 que foi utilizada forma de onda triangular, permitindo que seja comparada com uma modulante positiva e negativa, ou seja, com um sinal senoidal sem nível médio (*offset*).

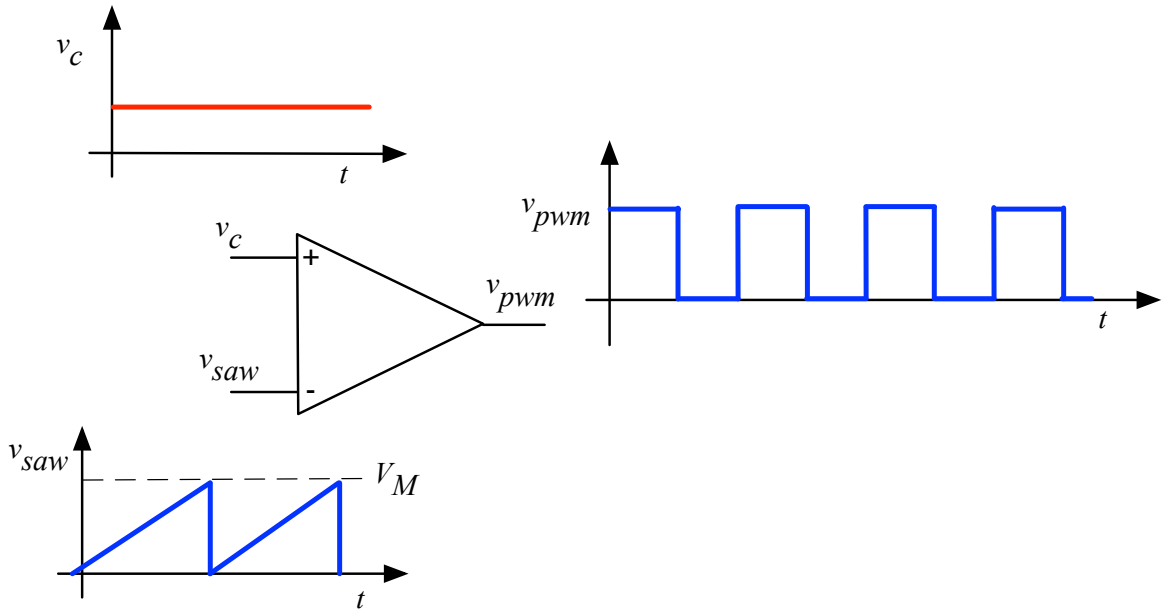


Figura 16 – Circuito para geração de modulação por largura de pulsos convencional.

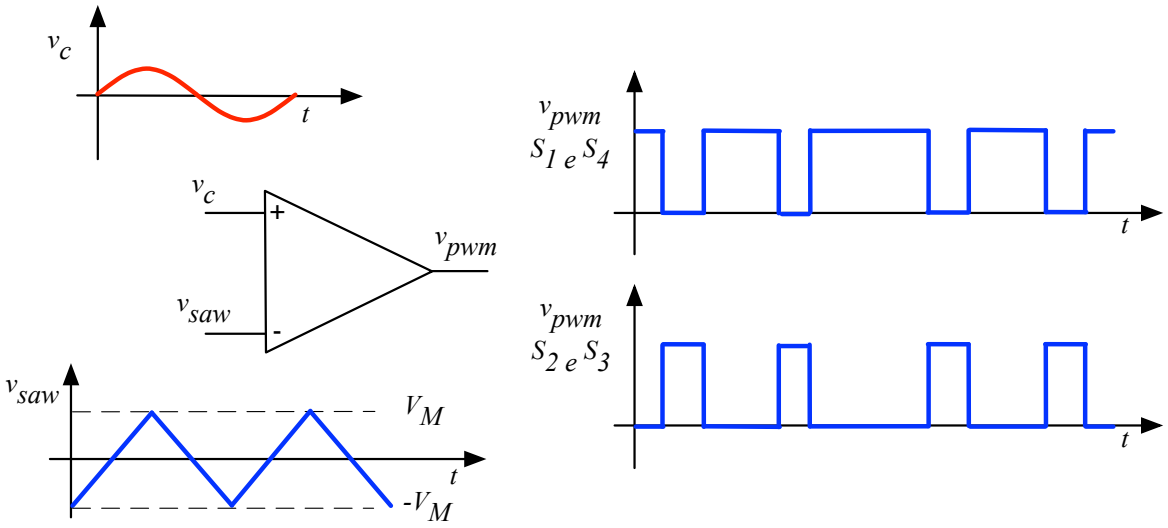


Figura 17 – Circuito para geração de modulação dois níveis.

Por fim, a Figura 18 mostra o circuito para geração de modulação PWM senoidal três níveis, onde se nota que são empregadas duas triangulares defasadas de 180º entre si, gerando sinais de comando para os interruptores S_3 e S_4 deslocados em relação aqueles dos interruptores S_1 e S_2. Por sua vez, o sinal modulante é comum aos dois comparadores.

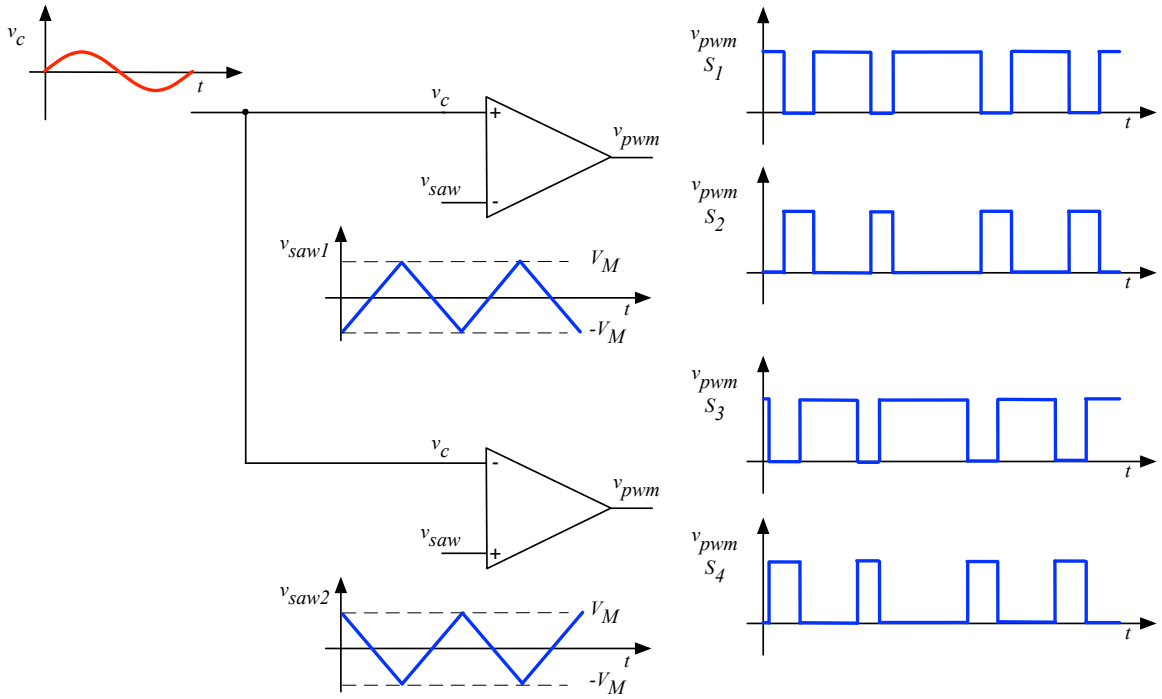


Figura 18 – Circuito para geração de modulação três níveis.

4 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação do circuito de um conversor Buck operando com modulação PWM e PWM senoidal é realizada para fins de entendimento do princípio de funcioamento da modulação, visto que os conversores cc-cc foram anteriormente estudados, sendo dominados até este ponto do curso. Assim, se está alterando um conversor que é em essência cc-cc, para operar como cc-cc com componente alternada (ca) presente na tensão de saída, isto é, não se está implementando um conversor cc-ca (inversor de tensão), mas se focando no estudo da modulação apenas.

4.1 Simulação do Conversor Buck com PWM

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 19, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 15 V (médios). A carga possui uma resistência de 270 Ω. O filtro é formado pela indutância de 5 mH e pela capacitância de 680 µF. O tempo de simulação pode ser de 50 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 µs). Note que a frequência de comutação é de 500 Hz. O elemento ON1 é utilizado pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a um *driver* de acionamento do interruptor.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 20 onde se nota que a tensão modulante é de 0,5 V e a portadora é uma dente-de-serra com amplitude de 1 V, como está mostrado na Figura 21.

A forma de onda para operação com razão cíclica de 10% é mostrada na Figura 21 onde se nota a tensão de entrada, a tensão de saída e a tensão após o interruptor, que é uma tensão pulsada. Também é mostrada a forma de onda da corrente no indutor, onde se nota que o conversor está operando em condução descontínua. Ainda, se mostram também as formas de onda da modulante, portadora e sinal de comando para o interruptor.

A Figura 22 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com razão cíclica de 50%. Assim, esta primeira simulação tem por objetivo mostrar o conversor Buck operando como conversor cc-cc, como foi feito nas aulas anteriores. Neste caso o conversor se comporta de maneira semelhante aos resultados obtidos em laboratório anteriormente. A diferença agora é que se está focando no processo de geração do sinal de comando do interruptor, neste caso da simulação de maneira analógica. Se for utilizado o Arduino, como será feito em laboratório, a linha de comando que determina a razão cíclica conterá um valor fixo na variável que define o valor do PWM para o microcontrolador.

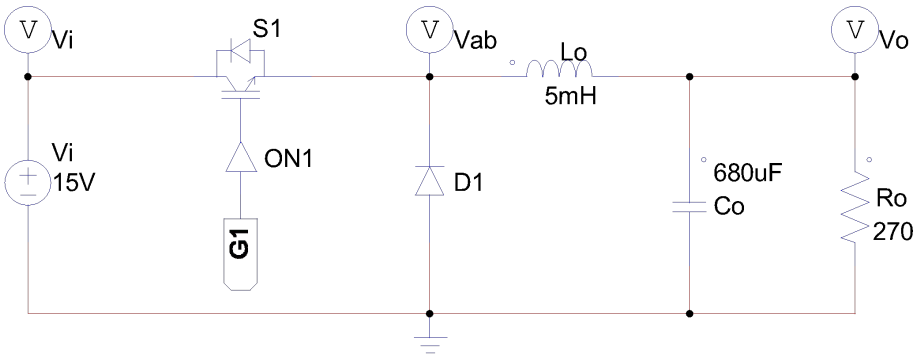


Figura 19 – Circuito simulado no Psim.

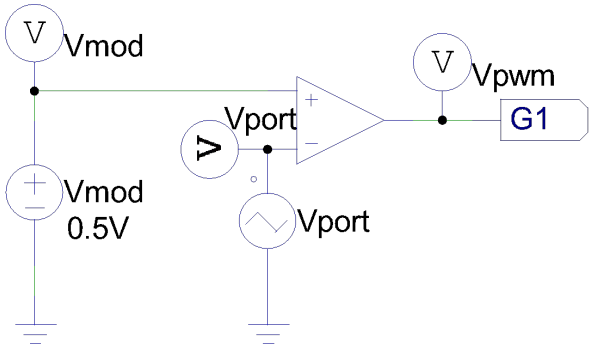


Figura 20 – Circuito da modulação PWM convencional.

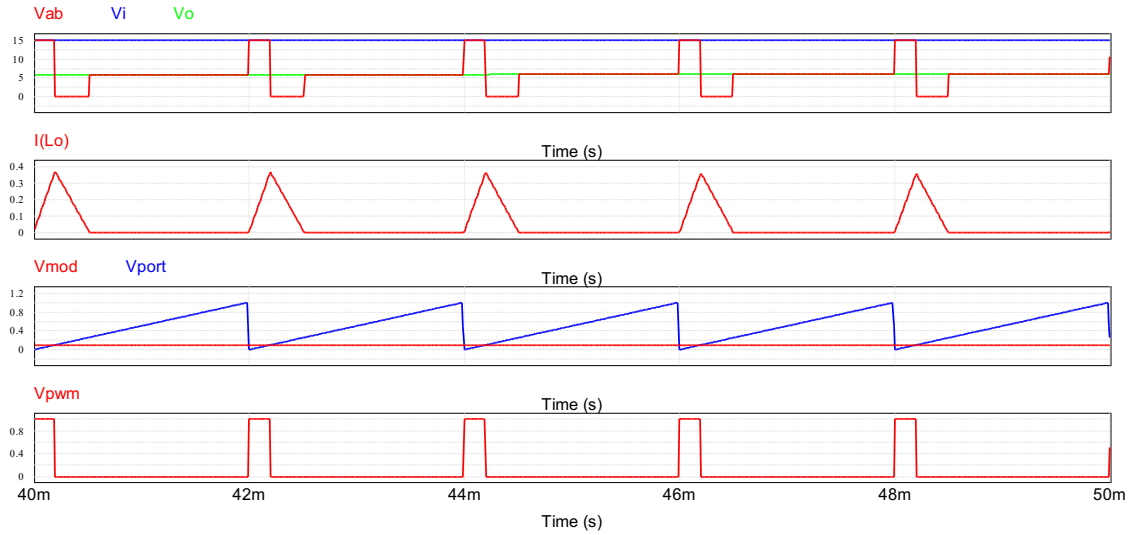


Figura 21 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 10%.

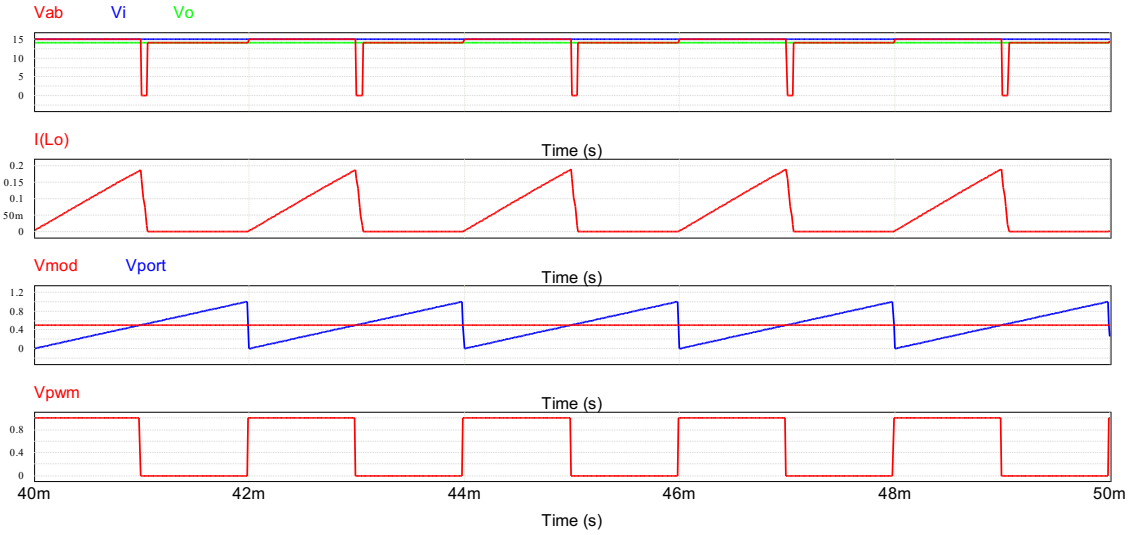


Figura 22 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 50%.

4.2 Simulação do Conversor Buck com PWM Senoidal

O conversor cc-cc Buck anteriormente simulado foi novamente utilizado, mas agora com um modulador que implementa a modulação PWM senoidal, conforme mostrado na Figura 23. Neste caso a modulante é uma forma de onda senoidal com valor médio, visto se estar utilizando a forma dente-de-serra como portadora, como está mostrado na Figura 24. Pode-se perceber na Figura 24 que a tensão de saída tem formato senoidal, mas com alto valor de ondulação, em virtude dos valores de componentes utilizados no conversor em estudo.

As Figura 25 e Figura 26 mostram os resultados de simulação para razões cíclicas de 50% e 90%, respectivamente. É interessante notar as formas de onda do sinal de comando gerado pela modulação, onde se verifica que os pulsos variam de largura conforme a amplitude da senóide evolui ao longo do tempo.

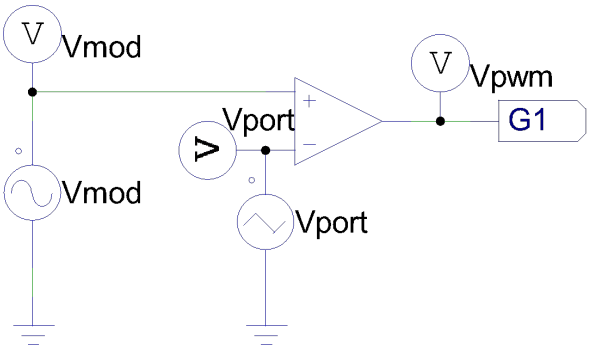


Figura 23 – Circuito da modulação PWM senoidal.

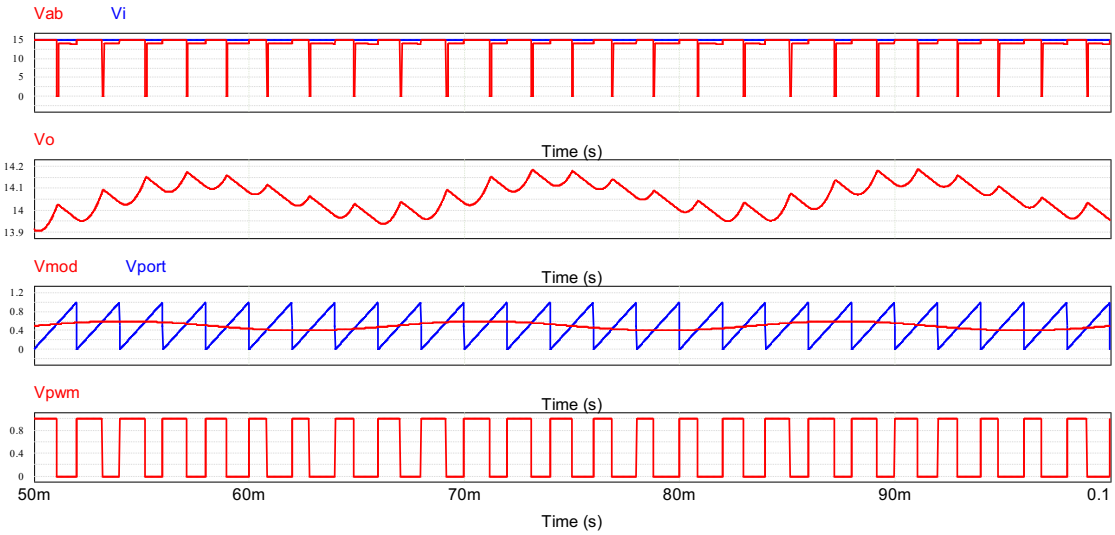


Figura 24 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 10%.

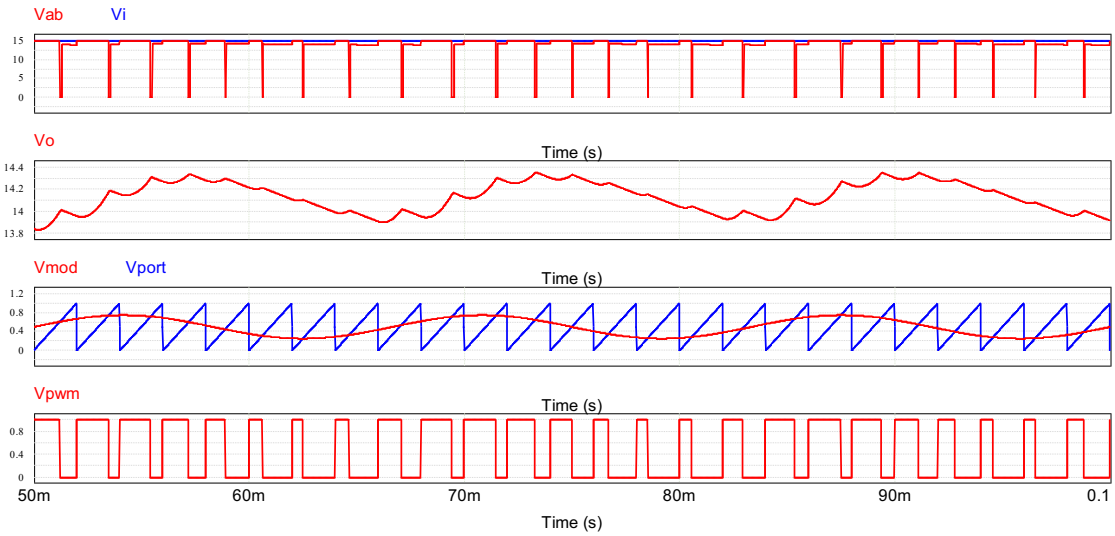


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 50%.

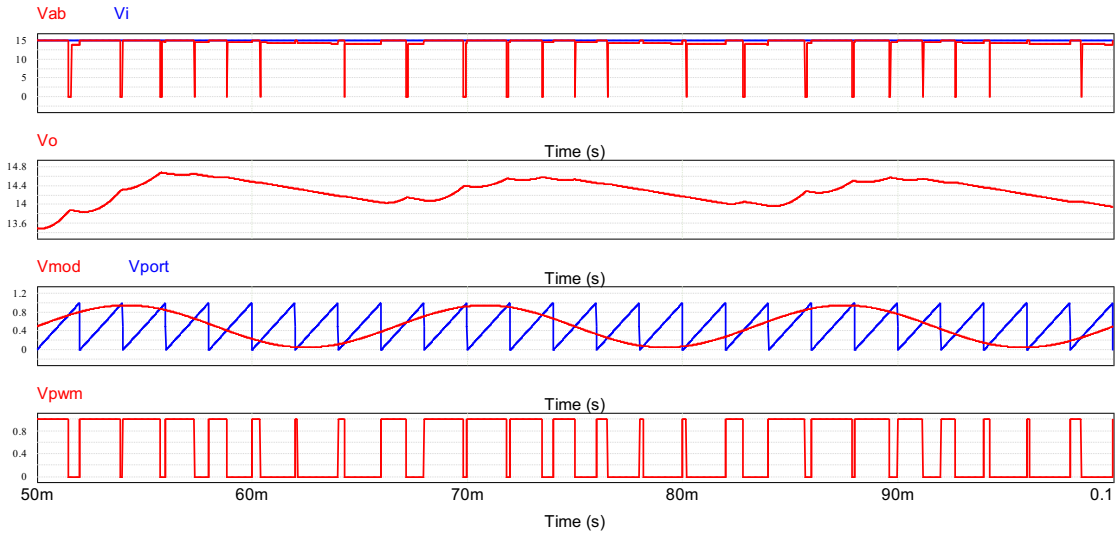


Figura 26 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 90%.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando as formas de onda das Figura 24, Figura 25 e Figura 26, o conversor estava operando em condução contínua ou descontínua. Comente a resposta.

O conversor operou nos dois modos de condução. Próximo ao pico da senóide de saída, a corrente na carga foi maior, fazendo com que o conversor operasse em condução contínua; já nas regiões fora do pico positivo, a corrente na carga era menor e, portanto, o conversor operou em condução descontínua.

ER 02) Considerando a Figura 6, qual o motivo da tensão de controle ter valor médio com a metade do valor da tensão da dente-de-serra?

A tensão de controle tem valor médio com a metade do valor da portadora, para que a parte senoidal, que é a parte variável, possa oscilar para mais e para menos com a mesma amplitude. Por exemplo, se a amplitude da portadora for de 5 V, então a modulante terá valor médio de 2,5 V, sendo que a parte senoidal poderá oscilar (para seno = +1) positivamente com amplitude de 2,5 V, chegando ao máximo de 5 V da portadora, onde se terá razão cíclica de 100%; já na parte negativa da tensão senoidal, esta poderá oscilar (para seno = -1) negativamente com amplitude de 2,5 V, chegando ao mínimo de 0 V da portadora, onde se terá razão cíclica de 0%.

ER 03) Considerando o modulador da Figura 23:

- A amplitude da parte senoidal da tensão de saída é definida onde?
- A frequência de comutação é definida em que elemento?
- O valor médio da tensão de saída é definido onde?

As amplitudes da tensão de saída são determinadas pela amplitude da tensão modulante. Assim, a amplitude da parte senoidal da saída é determinada pela amplitude da parte variável (senoidal) da modulante, enquanto o valor médio da tensão de saída é determinado pelo valor médio da modulante.

A frequência de comutação é definida pela frequência da portadora, ou seja, da onda dente-de-serra.

Exercícios Propostos

EP 01) O que poderia ser alterado no conversor simulado no item anterior, para que o mesmo operasse em condução contínua?

EP 02) Seria possível obter uma forma de onda quadrada com valor médio no conversor simulado no item anterior? O que precisaria ser alterado?

EP 03) Explique a diferença entre modulação por largura de pulsos (convencional) e modulação por largura de pulsos senoidal.

EP 04) Pesquise a respeito de amplificadores classe D e sua relação com as técnicas de modulação estudadas neste capítulo.

EP 05) Considerando a Figura 6, o que aconteceria se a amplitude da portadora fosse alterada?

EP 06) Considerando a Figura 6, o que aconteceria se o valor médio da modulante fosse alterado para 3 V?

EP 07) Considerando a Figura 6, o que aconteceria se o valor alternado da modulante fosse alterado para 3 V?

EP 08) As técnicas de modulação estudadas neste capítulo poderiam ser empregadas nos conversores Boost e Buck-Boost?

EP 09) As técnicas de modulação estudadas neste capítulo poderiam ser empregadas nos conversores isolados?

EP 10) Pesquise sobre o emprego do conversor Boost como pré-regulador de fator de potência e relacione aquela aplicação com o que foi estudado neste capítulo.

EP 11) As técnicas de modulação estudadas neste capítulo podem ser empregadas com o controle do tipo liga-desliga?

EP 12) As técnicas de modulação estudadas neste capítulo podem ser empregadas com o controle do tipo histerese?

EP 13) As técnicas de modulação estudadas neste capítulo podem ser empregadas com os controladores PI, PD ou PID?

EP 14) Pesquise na literatura o significado do termo sobremodulação.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-cc do tipo Buck operando com diferentes modulações.

Em síntese, objetiva-se:

- Montar um conversor cc-cc Buck operando com modulação PWM;
- Montar um conversor cc-cc Buck operando com modulação PWM senoidal;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-cc;
- Entender o funcionamento de circuitos moduladores;
- Realizar medições no circuito;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

6.2 Conversor CC-CC Buck

Monte na matriz de contatos o circuito mostrado na Figura 27 a seguir.

A tensão de entrada (V_{in}) será de 15 V. O diodo será o 1N4936 e o indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será de 100 μF.

Conecte um resistor de carga de 33 Ω.

O PWM do Arduino está configurado para operar em 500 Hz.

Inicialmente verifique o correto funcionamento do circuito, observando a forma de onda na carga (V_o) com uma razão cíclica de 50%.

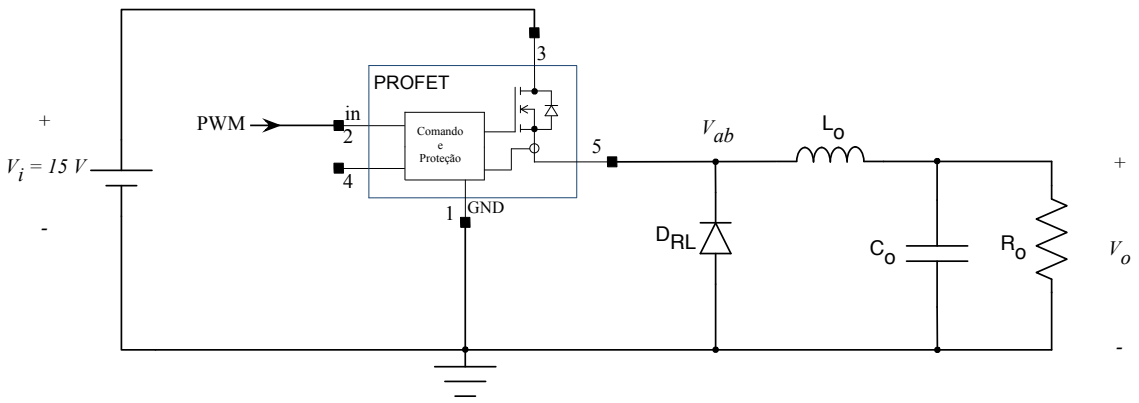


Figura 27 – Circuito do conversor cc-cc Buck.

6.3 Modulação PWM

Ajuste a razão cíclica no Arduino para que o conversor gere uma tensão de 10 V em sua saída. Atente para o fato de que a modulação implementada é por largura de pulsos, fazendo com que a tensão de saída do conversor seja dada por:

- $D = K; \rightarrow$ razão cíclica (constante);
- $V_o = D \cdot V_i \rightarrow$ condução contínua;
- $V_o = \dfrac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \dfrac{8 \cdot L_o \cdot F_s}{R_o \cdot D^2}}} \rightarrow$ condução descontínua.

Assim, a razão cíclica (D) é uma variável constante, sem alteração de seu valor no tempo.

Esboce a forma de onda da tensão de saída (v_o), da tensão sobre o diodo (v_{ab}) e da tensão de comando (v_{pwm}), conforme mostrado na Figura 28.

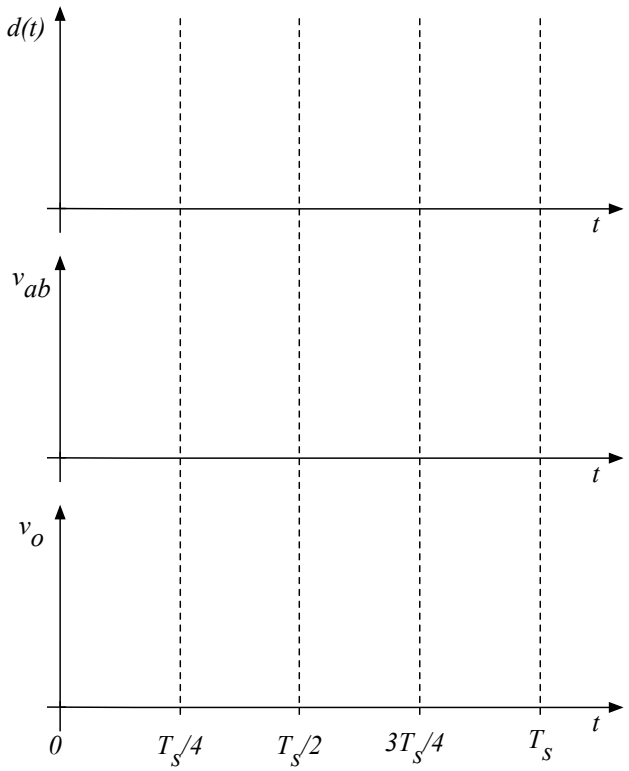


Figura 28 – Formas de onda observadas no osciloscópio para modulação PWM convencional.

6.4 Modulação PWM Senoidal

Implemente um algoritmo semelhante ao mostrado a seguir, para permitir que a razão cíclica varie senoidalmente:

• Laço for de i = 1 até 628;

• x = i/100;

• Uso da função seno(x);

• IM = 127;

• PWM = 127 + IM*seno(x).

O valor do índice de modulação (IM = 127) pode ser alterado, buscando-se melhores resultados com relação à senóide gerada pelo conversor.

Note que agora a razão cíclica do conversor irá variar senoidalmente, levando a:

- $d(x) = k + IM \cdot seno(x) \rightarrow$ razão cíclica variável no tempo;
- $v_o(t) = d(t) \cdot V_i \rightarrow$ condução contínua;
- $v_o(t) = \dfrac{2 \cdot V_i}{1 + \sqrt{1 + \dfrac{8 \cdot L_o \cdot F_s}{R_o \cdot \left(d(t)\right)^2}}} \rightarrow$ condução descontínua.

Assim, a razão cíclica (*d(t)*) é variável no tempo, com comportamento senoidal.

Esboce a forma de onda da tensão de saída (v_o) e a parcela senoidal da razão cíclica, conforme mostrado na Figura 29.

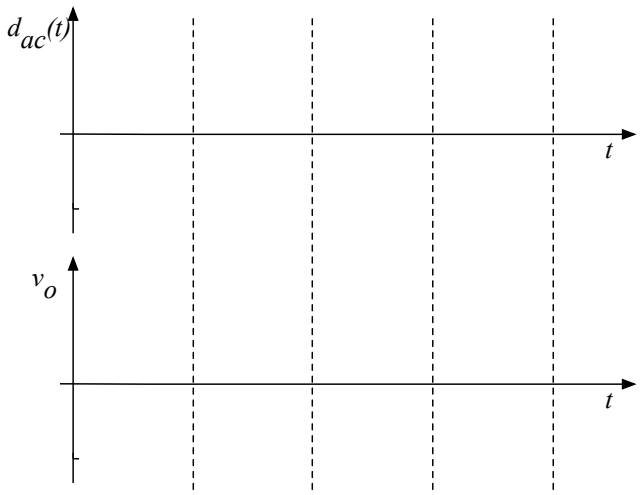


Figura 29 – Formas de onda observadas no osciloscópio para modulação PWM senoidal.

6.5 Questões – Comente suas respostas.

1) Comente sobre as duas formas de modulação utilizadas nesta aula?
2) Quais foram as dificuldades encontradas nesta aula de laboratório?
3) Comente sobre possíveis melhorias que poderiam ser implementadas para melhorar os resultados obtidos nesta aula.

7 Referências

[1] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[2] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[3] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[4] GERENT, Fernando H. Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[5] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

[6] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

21

Capítulo

Inversor de Tensão Meia Ponte

Meta deste capítulo

Estudar os princípios de funcionamento dos inversores de tensão meia ponte.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento dos inversores de tensão;
- Analisar circuitos de inversores de tensão meia ponte;
- Simular circuitos de inversores de tensão meia ponte;
- Implementar circuitos de inversores de tensão meia ponte.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente a modulação PWM senoidal.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos inversores de tensão em ponte completa.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores foram estudados os conversores cc-cc e no capítulo anterior a modulação PWM senoidal. Em específico, no capítulo referente a acionamento de motores de corrente contínua se introduziram aspectos relacionados aos conversores cc-ca, denominados também de inversores.

Este primeiro capítulo abordará alguns aspectos de cunho geral, aplicáveis a todos os conversores cc-ca e em seguida se estudará em detalhes o conversor cc-ca na configuração meia ponte. No próximo capítulo será estudado o conversor ponte completa.

Os inversores de tensão são largamente utilizados na área industrial, principalmente no acionamento de motores elétricos. Por outro lado, atualmente com o uso cada vez maior de energias alternativas, também se utilizam inversores na geração eólica, solar, carros elétricos, dentre outras várias aplicações.

A Figura 1 mostra um inversor de tensão de média tensão, para acionamento de motores de 2,3 kV até 6,9 kV, com potências de 400 até 24.000 kW. O uso de tensões elevadas se deve ao fato das altas potências envolvidas, buscando-se correntes menores para os condutores do motor. Estes motores são aplicados na indústria de transformação, por exemplo, em minas de cobre, ferro, fabricação de aço, etc.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos relacionados aos conversores cc-ca e em detalhes o inversor de tensão na configuração meia ponte, onde serão apresentados resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos.

Figura 1 – Inversor para acionamento de motores de média tensão (2,3 kV até 6,9 kV).

Fonte: https://www.weg.net. Acesso em: 05/06/2020.

2 Conversores CC-CA

2.1 Introdução

Os conversores cc-ca são um dos quatro grupos de conversores mostrados na Figura 2, sendo que já foram estudados neste curso os conversores ca-cc (retificadores) e cc-cc. Por sua vez, os conversores cc-ca são denominados de inversores. Na Figura 3 mostram-se alguns modelos de inverores comerciais, para aplicações de baixa e média potência e com diferentes faixas de preços, conforme o uso a que se destinam.

Assim, a seguir serão apresentados os principais conceitos envolvendo conversores cc-ca e o princípio de funcionamento dos mesmos.

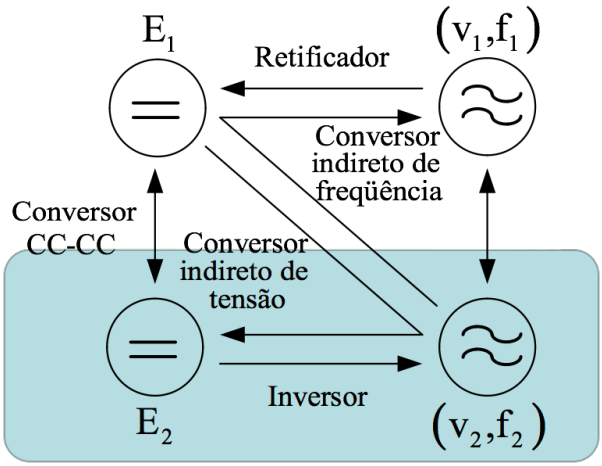


Figura 2 – Categorias de conversores estáticos.

Figura 3 – Exemplos de inversores comerciais.

Fonte: https://www.amazon.com.br/ e https://www.weg.net. Acesso em: 05/06/2020.

2.2 Princípio Geral dos Conversores CC-CA

A Figura 4 mostra as formas de onda típicas de entrada e saída dos inversores de tensão, onde se pode notar que o objetivo principal é converter uma tensão contínua em uma tensão alternada, que poderá ser senoidal ou ter outro formato de onda.

É importante destacar que a tensão de saída apresenta níveis positivos e negativos, por isso é denominada de alternada, a partir de uma entrada contínua. Esta é a principal qualidade que identifica inversores de tensão.

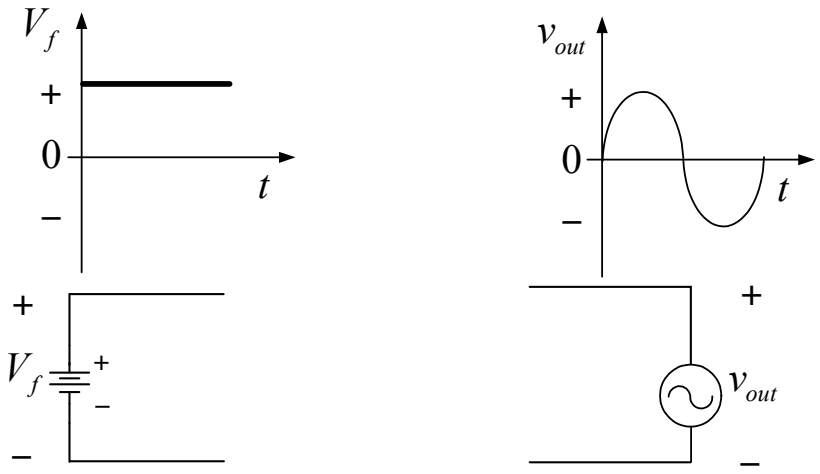


Figura 4 – Princípio geral dos conversores cc-ca.

2.3 Classificação de Conversores CC-CA

Uma classificação simples e sem intuito de aprofundar o assunto é apresentada a seguir, usando-se critérios mais gerais. Assim, os conversores cc-ca podem ser classificados por:

- Número de fases – em termos de número de fases, os inversores podem ser monofásicos (uma fase), bifásicos (duas fases), trifásicos (três fases) ou n-fásicos, isto é, com qualquer número de fases. Na Figura 5 é mostrado um conversor monofásico a partir de um conversor ponte completa, enquanto na Figura 6 mostra-se um conversor trifásico;
- Direcionalidade do fluxo de energia – os conversores podem ser unidirecionais ou bidirecionais em termos de fluxo de energia. Nos conversores unidirecionais a corrente irá fluir da fonte de entrada para a saída, então a fonte fornecerá energia e a carga consumirá energia, conforme mostrado na Figura 7. Por sua vez, em um conversor bidirecional, a energia pode fluir em ambas as direções, ou seja a corrente poderá circular da fonte para a carga ou da carga para a fonte; assim, ambos os lados podem atuar como fonte ou como carga, conforme mostrado na Figura 8. Aplicações típicas de conversores bidirecionais são acionamentos elétricos em carros, trens, por exemplo, em que se pode regenerar energia para a fonte durante as frenagens ou desacelerações;

- Frequência de comutação dos interruptores – os conversores podem operar em baixas frequências, com valor próximo ao da rede (60 Hz) ou alta frequência com modulação PWM senoidal, podendo chegar a dezena de kHz. Valores típicos de frequência de comutação de inversores para acionamento de motores são da ordem de 5 a 10 kHz. Esta frequência está na faixa audível, mas que em ambientes industriais é tolerada;
- Modulação empregada – a modulação utilizada nos inversores pode ser PWM senoidal ou vetorial, sendo esta preferida em acionamento de motores, por facilitar a implementação em microcontroladores ou microprocessadores. A Figura 9 mostra um exemplo de diagrama de vetores para a modulação vetorial;
- Isolamento – os inversores podem ser não-isolados ou isolados. Os exemplos das Figura 5 até Figura 8 são inversores não-isolados, enquanto o conversor da Figura 10 é um exemplo de inversor isolado;
- Número de níveis – os inversores podem apresentar em sua saída, a depender de sua topologia e modulação, dois níveis, três níveis, ou multiníveis (qualquer número de níveis). O conversor ponte completa da Figura 5 permite obter dois ou três níveis na tensão de saída. Por sua vez, o inversor mostrado na Figura 11 permite obter cinco níveis, como mostrado na forma de onda da Figura 12. O aumento do número de níveis é interessante pois em acionamento de motores elétricos, pode-se dispensar o filtro de saída (indutor e capacitor), visto em conversores multiníveis a forma de onda se aproximar de uma senóide sem necessidade de filtragem;
- Sistema de controle – o controle dos inversores de tensão em geral é pela tensão de saída, sendo comum também se medir a corrente da carga, tanto para controle como para proteção do conversor, como está mostrado na Figura 13;
- Comutação – os conversores podem operar com comutação convencional, denonimada de dissipativa (*hard switching*) ou comutação suave (*soft switching*). Nesta última o conversor será projetado com elementos adicionais para que se reduzam as perdas na comutação do mesmo;
- Tensão ou corrente – os inversores podem ser com entrada em tensão e saída em corrente, como é o caso dos conversores mostrados até aqui, sendo estes os mais comuns no mercado; ou então terem corrente na entrada e tensão na saída, como mostrado na Figura 14. Note na Figura 14 que o interruptor bidirecional foi modificado, ficando com um diodo em série com o transistor. Em inversores de corrente não se pode deixar nunca todas as chaves abertas, pois não se teria caminho para a corrente da fonte de corrente, formada pelo indutor de entrada (L_i). Por sua vez, nos inversores de tensão, não se pode fechar todos as chaves simultaneamente, pois se teria curtos de braço, como está mostrado na Figura 15. A situação proíbida é o fechamento simultâneo de S_1 e S_2 ou S_3 e S_4.

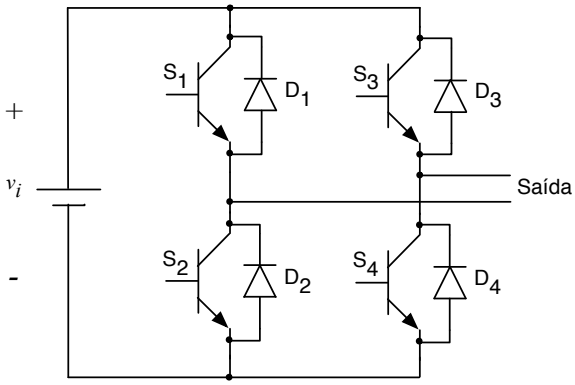


Figura 5 – Conversor monofásico.

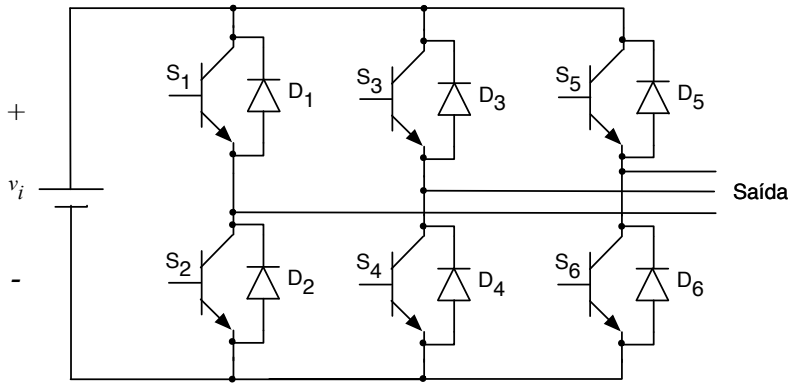


Figura 6 – Conversor trifásico.

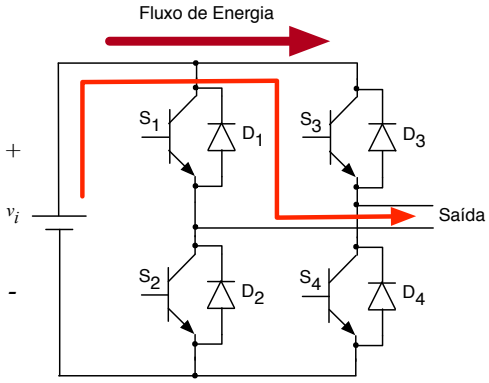


Figura 7 – Conversor unidirecional.

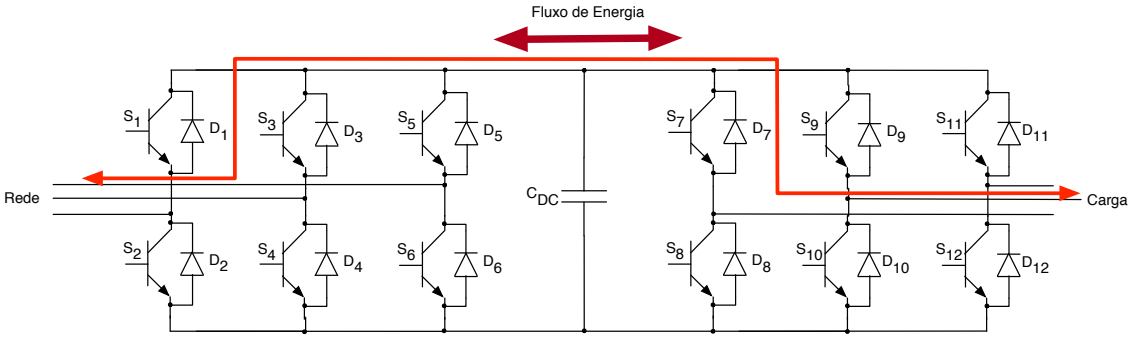


Figura 8 – Conversor bidirecional.

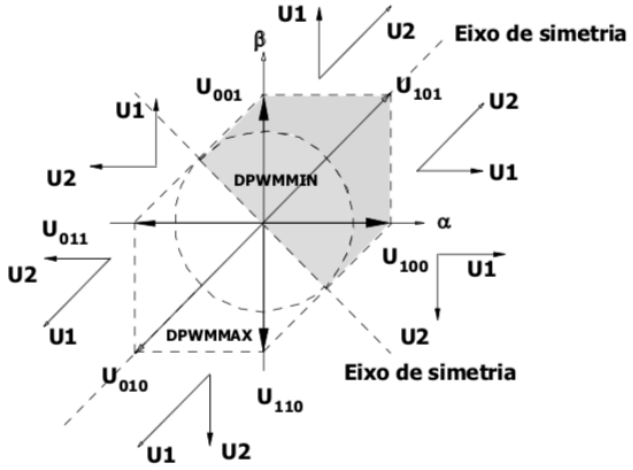


Figura 9 – Diagrama de vetores para modulação vetorial.

Fonte: (Tomaselli, 2004).

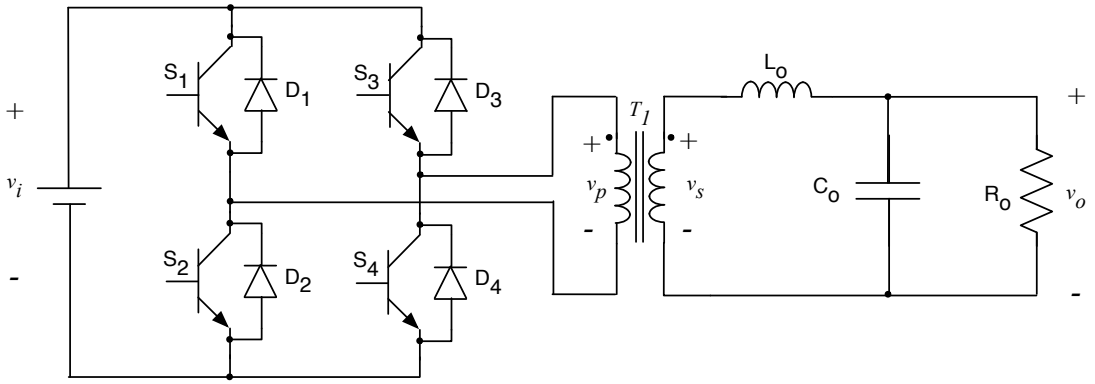


Figura 10 – Inversor isolado.

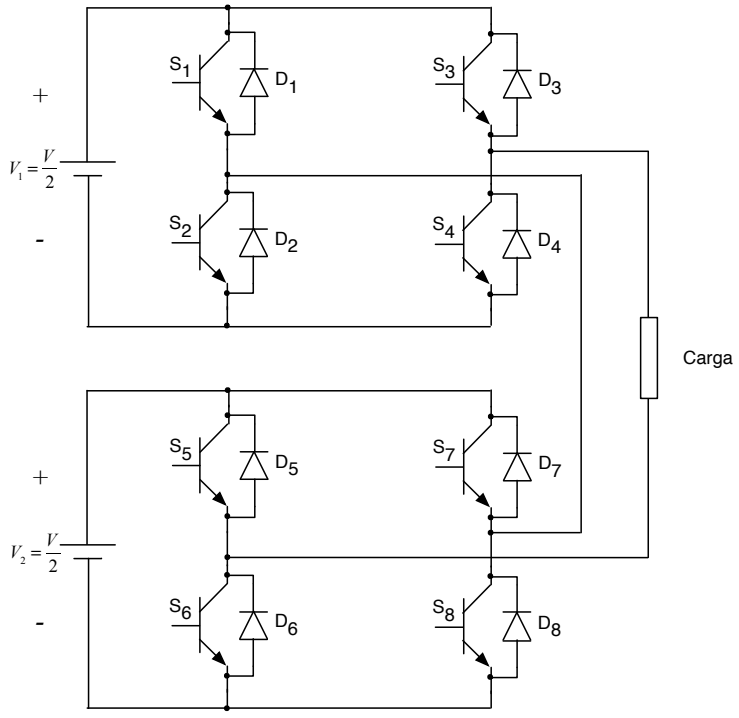


Figura 11 – Inversor multinível (5 níveis).

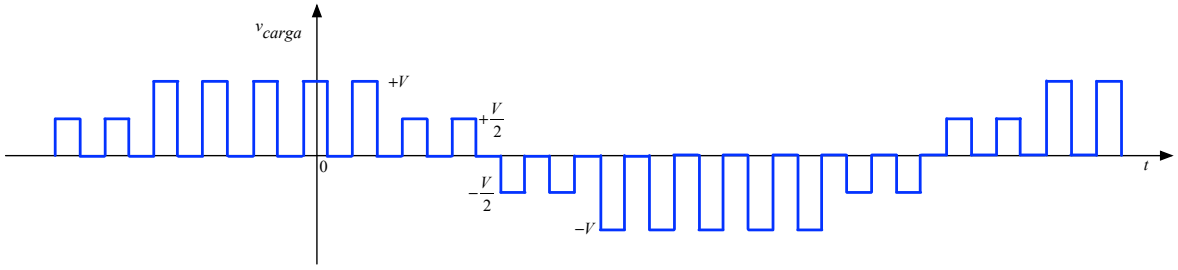


Figura 12 – Forma de onda da tensão de saída de um inversor multinível (5 níveis).

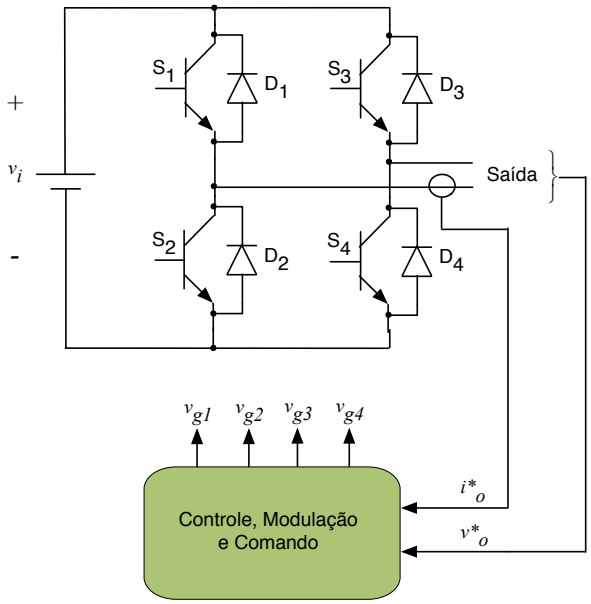


Figura 13 – Controle multimalhas de um inversor de tensão.

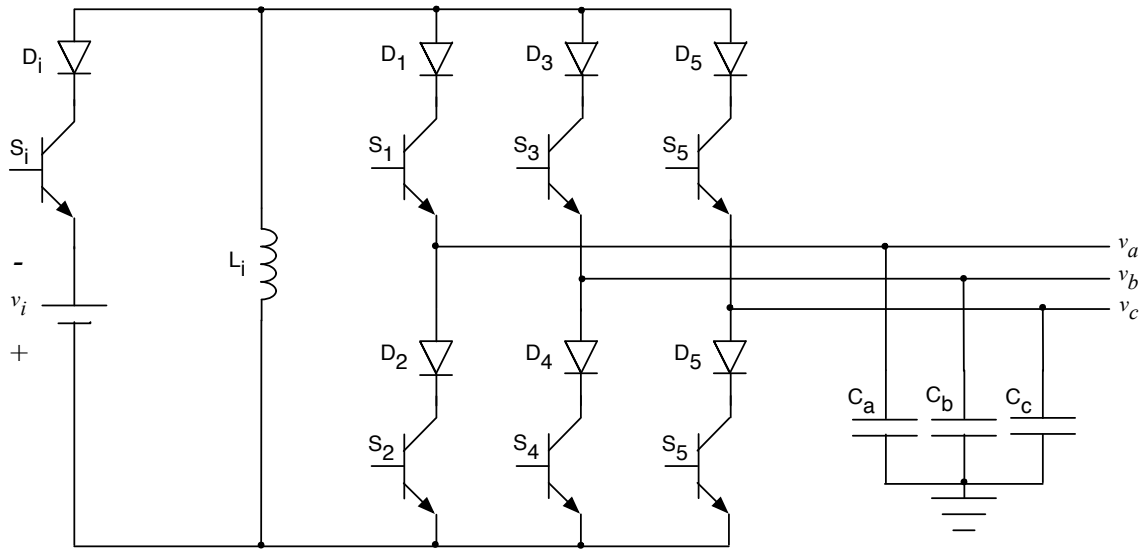


Figura 14 – Inversor de corrente.

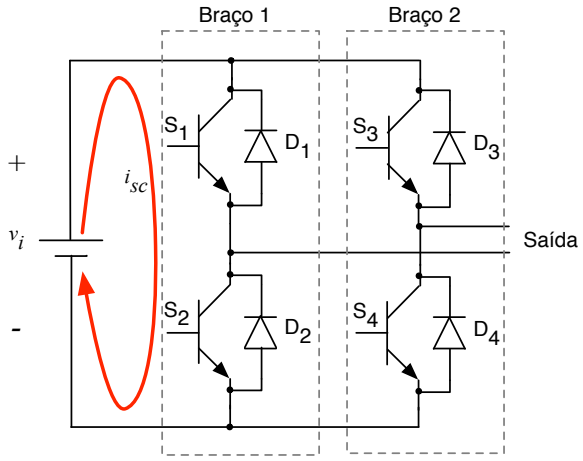


Figura 15 – Curto de braço em um inversor de tensão.

2.4 Aplicações dos Conversores CC-CA

Os conversores cc-ca tem inúmeras aplicações, sendo algumas delas:

- Acionamento de motores de corrente contínua;
- Acionamento de motores de corrente alternada;
- Energias alternativas;
- Isolamento em alta frequência;
- Filtros ativos;
- Estabilizadores de tensão;
- UPS (*uninterruptible power supply*, fonte de energia ininterrupta, igual a *nobreak*);
- Aplicações espaciais, aeronáuticas e veiculares
- Entre outras.

2.5 Topologias de Conversores CC-CA

Os inversores de tensão, por serem mais comuns nas aplicações industriais, serão abordados neste curso, ficando o estudo dos inversores de corrente nas referências disponíveis ao final do capítulo.

Assim, inversores de tensão são formados a partir de braços com transistores e diodos, conforme mostrado em destaque na Figura 15, onde se tem um conversor ponte completa com quatro interruptores bidirecionais dispostos em dois braços. O conjunto formado por um transistor com um diodo em antiparalelo tem por objetivo ser bidirecional em corrente, mas unidirecional em tensão. Assim, tomando como exemplo o conjunto S_1/D_1 da Figura 15, a tensão sobre os mesmos deverá ser sempre positiva, mas a corrente poderá fluir nos dois sentidos, isto é, pelo transistor ou pelo diodo. Caso sejam utilizados transistores MOSFETs, pode-se aproveitar o diodo intrínseco dos mesmos.

Assim, as topologias mais comuns de inversores de tensão apresentadas neste curso são:

- Conversor meia ponte – formado por um braço (dois transistores e dois diodos), mostrado na Figura 16;

- Conversor ponte completa – formado por dois braços (quatro transistores e quatro diodos), mostrado na Figura 5;
- Conversor trifásico – formado por três braços (seis transistores e seis diodos), mostrado na Figura 6;
- Conversor multinível – formado por quatro braços (oito transistores e oito diodos), mostrado na Figura 11 para cinco níveis;
- Conversor bidirecional trifásico – formado por seis braços (doze transistores e doze diodos), mostrado na Figura 8.

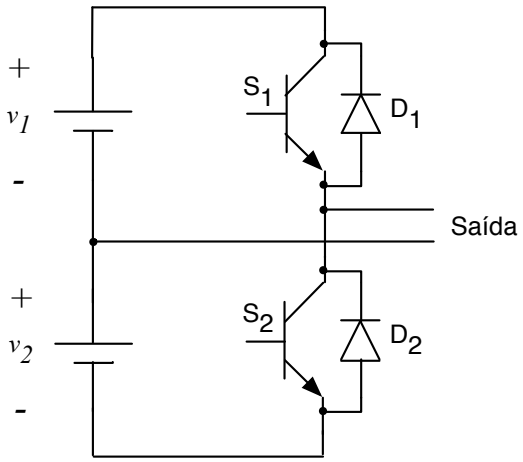


Figura 16 – Conversor meia ponte.

A seguir, após esta introdução geral aos conversores cc-ca, será estudado em detalhes o conversor meia ponte, por ser o inversor mais simples, sendo que no próximo capítulo se estudará o conversor ponte completa.

3 Inversor de Tensão Meia Ponte

3.1 Introdução

Os inversores de tensão na configuração meia ponte necessitam de duas fontes de tensão na entrada, como está mostrado na Figura 16. A necessidade de duas fontes é uma desvantagem desta estrutura, sendo comum se utilizar um divisor capacitivo, como mostrado na Figura 17.

A topologia mostrada na Figura 17 é mais simples, mas os capacitores devem ser de grande valor (alta capacitância) para que se tenha baixa ondulação (*ripple*) de tensão sobre os mesmos; além do que, pode aparecer desbalanço de tensão nestes capacitores, pois idealmente a tensão da fonte deveria se dividir ao meio, mas se os capacitores tiverem capacitâncias ligeiramente diferentes, se os tempos de comutação dos interruptores ou suas quedas de tensão forem diferentes, um dos capacitores assumirá um valor superior de tensão em relação ao outro, provocando desbalanço de

tensão entre os mesmos. Para evitar este fenômeno, faz-se necessário empregar uma malha de controle específica para monitorar e controlar o equilíbrio de tensão nestes capacitores, tornando a estrutura de controle mais complexa.

O inversor de tensão meia ponte completo, com filtro de saída, está mostrado na Figura 18, onde se identificam as polaridades das tensões e sentidos das correntes nos elementos do circuito. O circuito da Figura 18 será utilizado para o estudo das etapas de funcionamento do conversor, apresentadas a seguir.

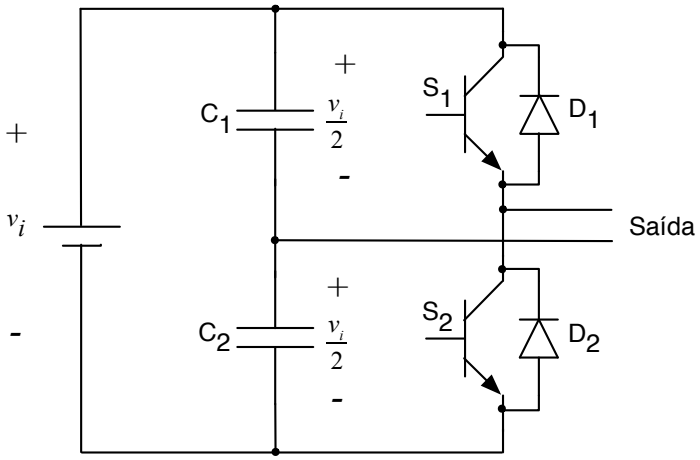


Figura 17 – Conversor meia ponte com divisor capacitivo.

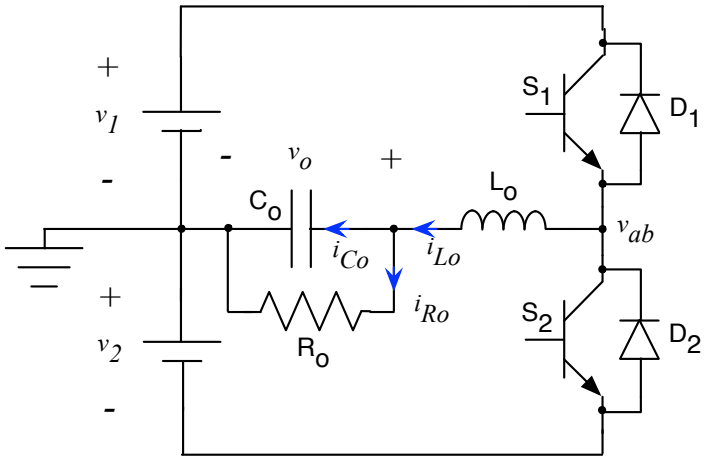


Figura 18 – Conversor meia ponte com filtro de saída.

3.2 Conversor CC-CA Meia Ponte Ideal (sem tempo morto)

O inversor de tensão meia ponte pode operar em condução contínua (CCM) ou descontínua (DCM), como foi estudado para os conversores Buck, Boost e Buck-Boost. Em específico aos conversores meia ponte e ponte completa, estes são em verdade conversores Buck, podendo-se utilizar os conhecimentos e técnicas de análise empregadas anteriormente para o estudo destes conversores.

Conforme comentado anteriormente e mostrado na Figura 15, não se pode curto-circuitar

a fonte de entrada pelo fechamento simultâneo dos dois transistores do inversor meia ponte. Assim, idealmente é possível ignorar o tempo de comutação necessário para que um interruptor feche e o outro abra. No entanto, na prática é sempre necessário um intervalo de tempo entre a abertura de uma chave e o fechamento de outra, denominado de tempo morto (*dead time*), que pode ser da ordem de 100 ns até 1 μs, dependendo da tecnologia de semicondutores utilizada. Nesta primeira parte do estudo do conversor meia ponte será ignorado este tempo morto, se considerando que as chaves são ideais e comutam com tempo zero.

A análise realizada a seguir levará em conta que se está operando no semiciclo positivo da tensão na carga (v_o) e próximo ao valor máximo da mesma (pico). Assim, o estudo do inversor se assemelha a um conversor cc-cc Buck, como foi feito anteriormente neste curso.

O inversor de tensão meia ponte operando no modo de condução contínua e sem tempo morto apresenta duas etapas de operação, mostradas nas Figura 19 e Figura 20. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*) e chave S_2 aberta (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte superior, isto é, $+v_1$. A corrente circula por L_o e pela saída. Nesta etapa a fonte (v_1) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o;

2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*) e chave S_2 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte inferior, isto é, $-v_2$. A corrente circula por L_o e pela chave S_2. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão meia ponte são mostradas na Figura 21. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1 e S_2), denominados de v_{g1} e v_{g2}, seguida pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

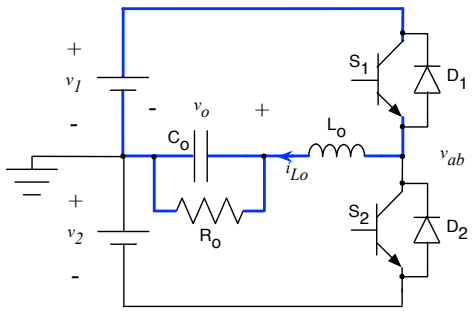


Figura 19 – Primeira etapa de operação do inversor de tensão meia ponte.

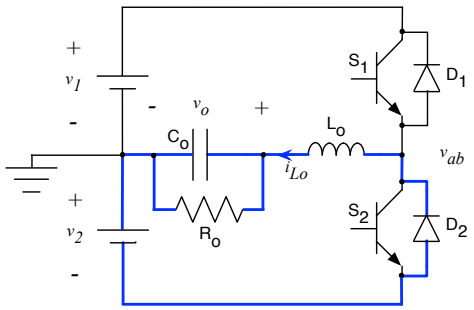


Figura 20 – Segunda etapa de operação do inversor meia ponte.

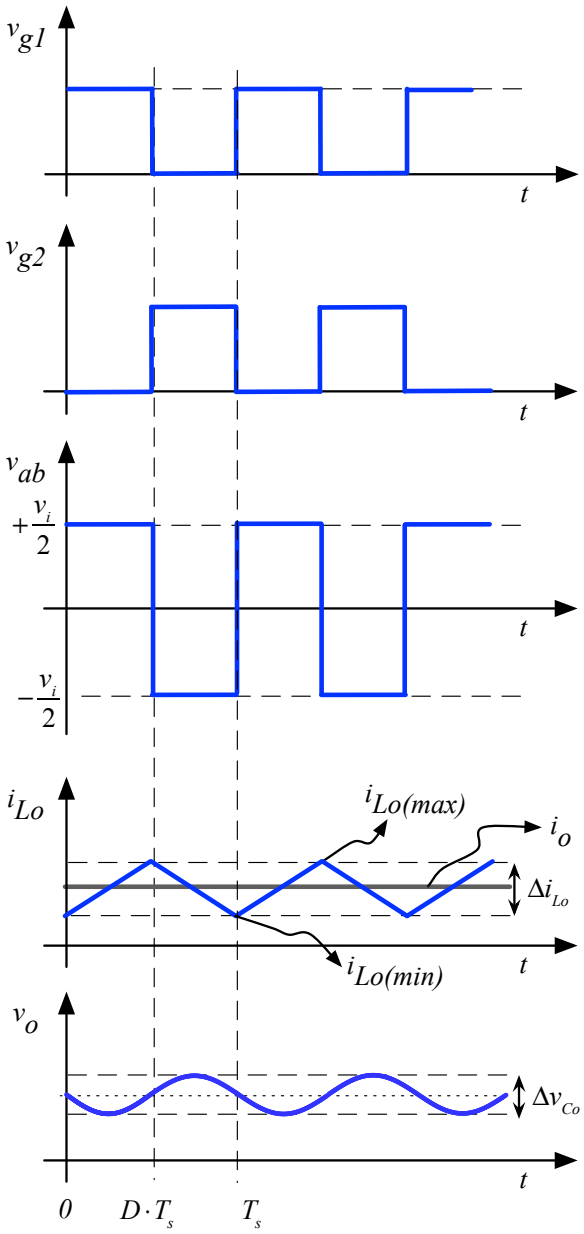


Figura 21 – Formas de onda do inversor de tensão meia ponte sem tempo morto.

3.3 Conversor CC-CA Meia Ponte Real (com tempo morto)

O inversor de tensão meia ponte operando no modo de condução contínua e com tempo morto apresenta três etapas de operação, mostradas nas Figura 19, Figura 20, Figura 22 e Figura 23. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chave S_1 conduzindo (*on*) e chave S_2 aberta (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte superior, isto é, $+v_1$. A corrente circula por L_o e pela saída. Nesta etapa a fonte (v_1) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Nas Figura 24 e Figura 25 esta etapa é identificada por t_{onS1};

2ª Etapa (t_{dt}) – Chaves S_1 e S_2 abertas (*off*). A corrente do indutor irá circular pelo diodo D_1 ou diodo D_2, conforme for positiva (Figura 24) ou negativa (Figura 25). A

tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte inferior, isto é, $-v_2$, caso a corrente no indutor for positiva, do contrário será igual a tensão da fonte superior, isto é, $+v_1$. Nesta etapa pode continuar ocorrendo a magnetização do indutor, se a corrente for negativa, ou a desmagnetização do indutor L_o. Nas Figura 24 e Figura 25 esta etapa é identificada por t_{dt} de tempo morto (*dead time*);

3ª Etapa (DT_s, T_s) – Chave S_1 aberta (*off*) e chave S_2 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte inferior, isto é, $-v_2$. A corrente circula por L_o e pela chave S_2. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o.

Ao finalizar a terceira etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão meia ponte são mostradas nas Figura 24 e Figura 25. Nestas figuras tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1 e S_2), denominados de v_{g1} e v_{g2}, seguida pela tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}.

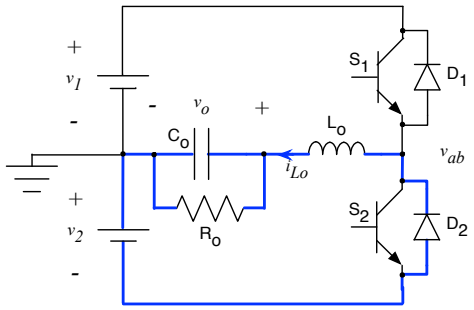


Figura 22 – Etapa de operação de tempo morto com corrente positiva na carga.

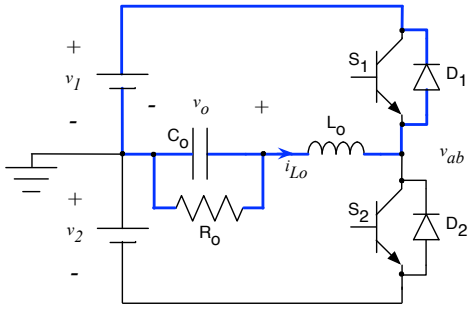


Figura 23 – Etapa de operação de tempo morto com corrente negativa na carga.

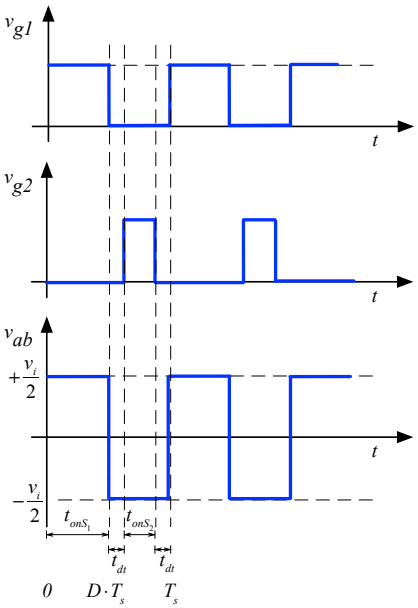


Figura 24 – Formas de onda do inversor de tensão meia ponte com tempo morto e corrente positiva no indutor.

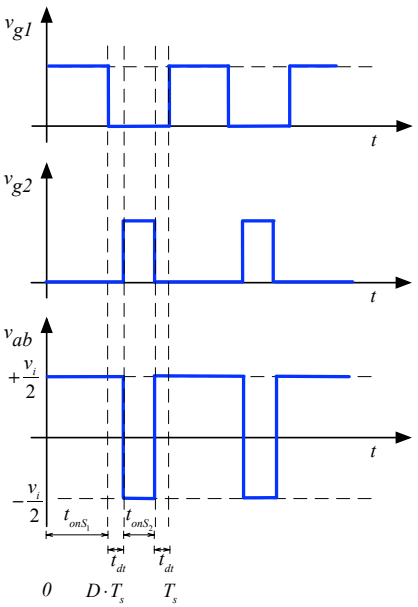


Figura 25 – Formas de onda do inversor de tensão meia ponte com tempo morto e corrente negativa no indutor.

3.4 Análise do Inversor de Tensão Meia Ponte

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores.

3.4.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 21 pelo seu valor instantâneo (v_o). Seus valores de pico e eficaz (RMS) são facilmente determinados, visto se estar estudando inversores de tensão alternada com saída senoidal. Assim:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}}.$$

A frequência de comutação (chaveamento) dos interruptores seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) das chaves serão dados por:

$$T_{on(S_1)} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_1)} = \left(1 - D\right) \cdot T_s;$$

$$T_{on(S_2)} = \left(1 - D\right) \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_2)} = D \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que a chave S_1 está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 26.

$$V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D \cdot T_s} v_1 \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_0^{(1-D) \cdot T_s} -v_2 \cdot dt;$$

$$V_{ab(med)} = \left(V_1 + V_2\right) \cdot D - V_2.$$

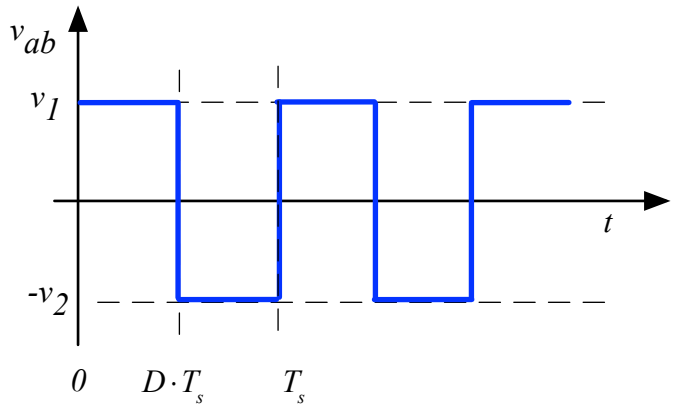


Figura 26 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b" do inversor meia ponte.

Para determinar a tensão média na saída precisa-se obter a tensão média no indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 27.

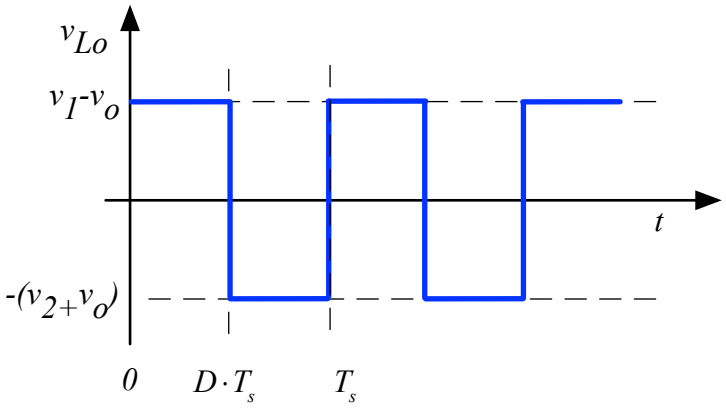


Figura 27 – Forma de onda da tensão sobre o indutor.

Assim, conforme demonstrado nos conversores cc-cc, tem-se:

$V_{Lo} = 0$.

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$V_o = V_{ab(med)} = \left(V_1 + V_2\right) \cdot D - V_2$.

As tensões v_1 e v_2 devem ser iguais, para se ter equilíbrio no conversor meia ponte, assim:

$V_1 = V_2 = V_i$.

Portanto:

$$V_o = \left(V_i + V_i\right) \cdot D - V_i;$$

$$V_o = \left(2 \cdot D - 1\right) \cdot V_i.$$

3.4.2 Ganho Estático do Inversor de Tensão Meia Ponte

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o inversor de tensão meia ponte em condução contínua se tem:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \left(2 \cdot D - 1\right) \rightarrow 0 \leq D \leq 1.$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 28. Nota-se pela Figura 28 que o comportamento do ganho estático do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios. Este comportamento é idêntico ao observado nos conversores cc-cc, com a diferença que agora a variação do ganho estático assume valores positivos e negativos, visto se tratar de um inversor de tensão. Isso ocorre porque o comportamento estático do conversor independe de seu filtro (L_o e C_o). Já o comportamento transitório, para fins de controle e proteção do conversor, dependerá destes elementos.

É importante destacar, observando-se a Figura 28 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador de tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será menor do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D).

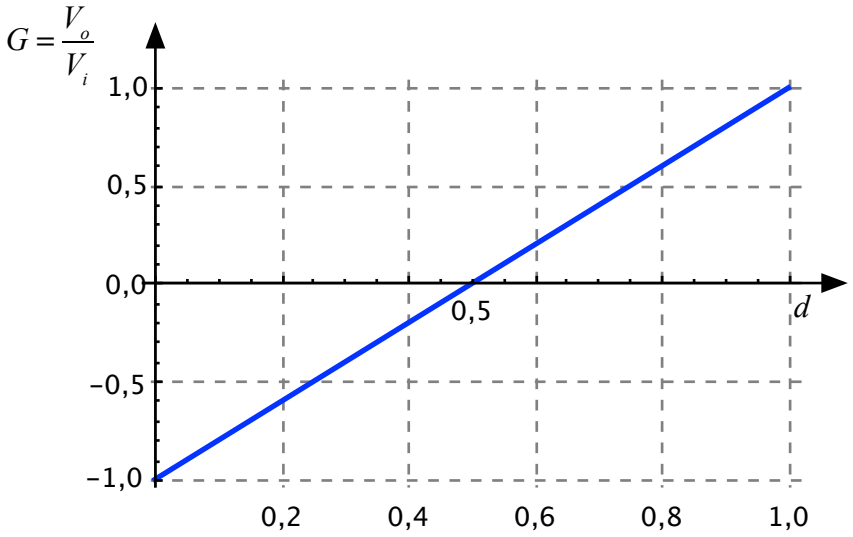


Figura 28 – Ganho estático do inversor de tensão meia ponte.

3.4.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_{o(ef)} = \frac{I_{o(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de saída, visto que a corrente média no capacitor deve ser nula. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o capacitor é carregado e descarregado, não totalmente, mas apenas para que sua tensão permaneça estabilizada. Se a corrente média no capacitor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de tensão, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_o \rightarrow I_{Co} = 0 .$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{d_{iLo}(t)}{dt} .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} .$$

Assim, considerando a primeira etapa de operação:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot T_{on(S_1)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D = \frac{V_i - \left(\left(2 \cdot D - 1\right) \cdot V_i\right)}{L_o \cdot F_s} \cdot D .$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D \quad .$$

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D = \frac{V_i - \left(\left(2 \cdot D - 1\right) \cdot V_i\right)}{L_o \cdot F_s} \cdot D \quad ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i}{L_o \cdot F_s} \cdot 2 \cdot D \cdot \left(1 - D\right) \quad .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_o = \frac{V_i}{\Delta I_{Lo} \cdot F_s} \cdot 2 \cdot D \cdot \left(1 - D\right) \quad .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 29. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_i, L_o e F_s. Assim, pela Figura 29 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D = 0,5, como sendo:

$$\Delta I_{Lo(\max)} = \frac{V_i}{2 \cdot L_o \cdot F_s} \quad .$$

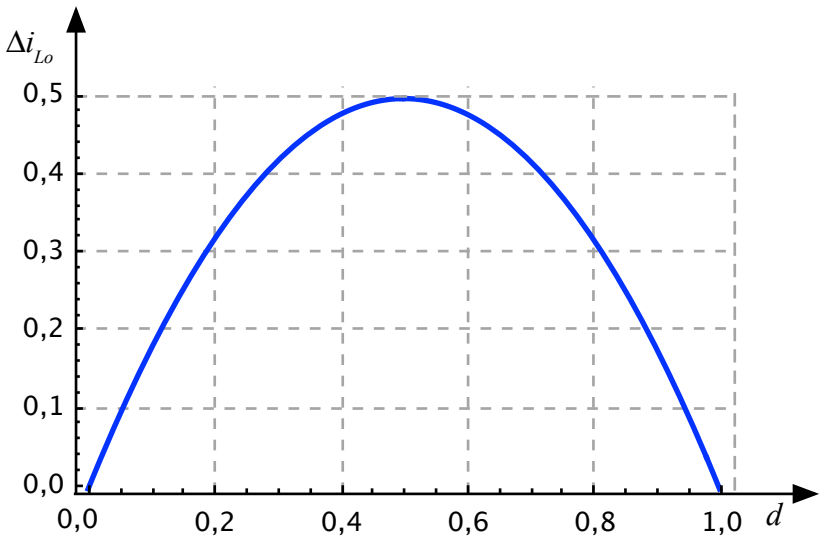


Figura 29 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média/pico com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{Lo(\max)} = I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do indutor (ΔI_{Lo}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Já a corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de saída e da corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{I_{Co(ef)}^2 + I_o^2} \ ;$$

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_o\right)^2} \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 21 e valem para o período de comutação (alta frequência).

3.4.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$P_o = V_o \cdot I_o$.

$P_i = V_i \cdot I_i$.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 ;$$

$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i$;

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} .$$

3.4.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre as chaves é igual ao dobro do pico da tensão de entrada:

$$V_{S1} = V_{S2} = 2 \cdot V_{i(pk)} = 2 \cdot V_i \,.$$

Já as correntes nos semicondutores, para fins de simplificação, serão consideradas igual a corrente de pico na carga:

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{D1} = I_{D1} = I_{o(pk)} \,.$$

3.4.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado nas Figura 21 e Figura 30. Adota-se aqui o mesmo procedimento realizado nos conversores cc-cc, resultando em:

$$\Delta V_{Co} = \frac{4 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \rightarrow \Delta V_{Co} = \frac{2 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2} \,.$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{4 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot F_s} \rightarrow C_o = \frac{2 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot L_o \cdot F_s^2} \,.$$

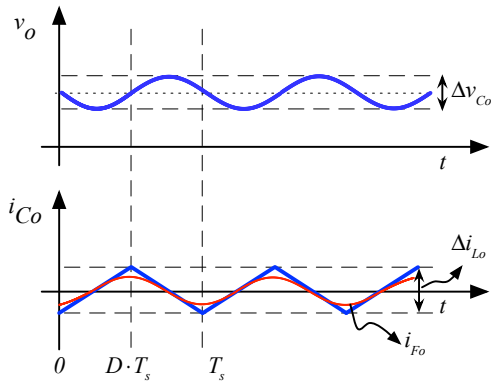


Figura 30 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

3.4.7 Índice de Modulação

A modulação de um inversor meia ponte é realizada conforme estudado no capítulo anterior e mostrado na Figura 31.

Lembrando que o ganho estático do conversor meia ponte é dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \left(2 \cdot D - 1\right) \rightarrow 0 \le D \le 1 \,.$$

Ainda conforme a Figura 31 e de acordo com o capítulo anterior, a razão cíclica para modulação PWM senoidal será:

$$d(t) = D + IM \cdot seno(t)$$.

Onde a razão cíclica terá parte constante (D) e parte variável (IM·seno(t)).

O termo que determina a amplitude da parte variável é denominado de índice de modulação (IM), e na verdade, representa a razão cíclica de um inversor, visto ser o elemento que determina a amplitude da tensão de saída. O índice de modulação é definido como a relação entre a tensão de pico na saída e a tensão na entrada, podendo variar entre 0 e 1 (0 e 100%), sendo dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} \rightarrow 0 \leq IM \leq 1$$.

Como exemplo, se um inversor tem tensão contínua na entrada de 400 V e se a tensão de saída for de 220 V, então o índice de modulação será:

$$V_i = 400V, V_{o(pk)} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311V$$;

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{311}{400} = 0,78$$.

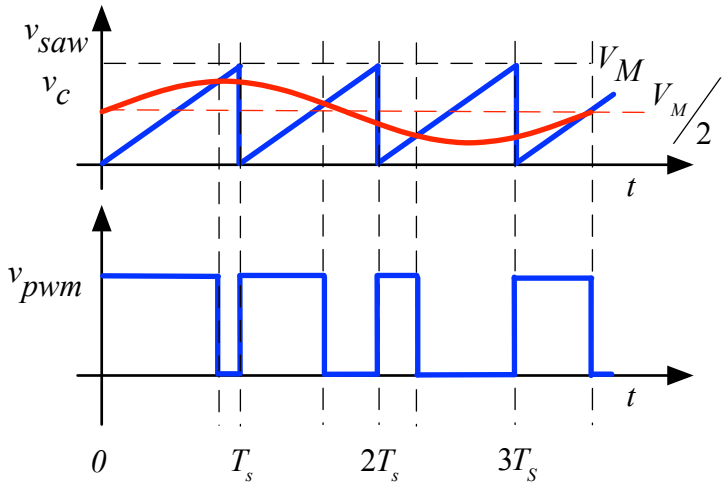


Figura 31 – Formas de onda da modulação do inversor meia ponte.

4 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação do inversor meia ponte operando com modulação PWM senoidal é realizada para fins de entendimento do princípio de funcionamento dos inversores de tensão, operando com duas fontes de tensão ou divisor capacitivo. Os valores utilizados são semelhantes aqueles que se utilizarão em laboratório, sendo com tensões baixas e correntes pequenas, para se utilizar a fonte da bancada, pois o objetivo aqui é entender o princípio de funcionamento destes conversores. Em aplicações usuais estes conversores operam com tensões no nível da rede de energia elétrica.

4.1 Simulação do Inversor Meia Ponte com Duas Fontes de Tensão

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 32, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. As fontes são para 20 V (médios). A carga possui uma resistência de 270 Ω. O filtro é formado pela indutância de 3 mH e pela capacitância de 680 µF. O tempo de simulação pode ser entre 150 ms e 200 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 µs). Note que a frequência de comutação é de 1000 Hz. Os elementos ON1 e ON2 são utilizados pelo Psim para comandar interruptores, equivalentes a *drivers* de acionamento dos interruptores.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 33, sendo que a tensão modulante é de 0,5 V e a portadora é uma dente-de-serra com amplitude de 1 V, como está mostrado na Figura 34.

A forma de onda para operação com índice de modulação de 20% é mostrada na Figura 34 onde se nota a tensão de entrada, a tensão de saída do inversor antes do filtro e a tensão filtrada. Também se mostra a corrente no indutor, onde se nota que o conversor está operando em condução contínua. Ainda, se mostram também as formas de onda da modulante, portadora e sinal de comando para o interruptor.

A Figura 35 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com índice de modulação de 50%. Por sua vez, a Figura 36 mostra as mesmas formas de onda, mas destacando a tensão de saída do inversor antes da filtragem (v_{ab}), onde se nota a presença dos dois níveis ($+V_i$ e $-V_i$) e a modulação PWM senoidal. A tensão e a corrente na carga também são mostradas, notando-se o formato senoidal das mesmas.

Assim, esta primeira simulação tem por objetivo mostrar o funcionamento do inversor com fontes de tensão simétricas na entrada, conforme foi estudado teoricamente nos itens anteriores.

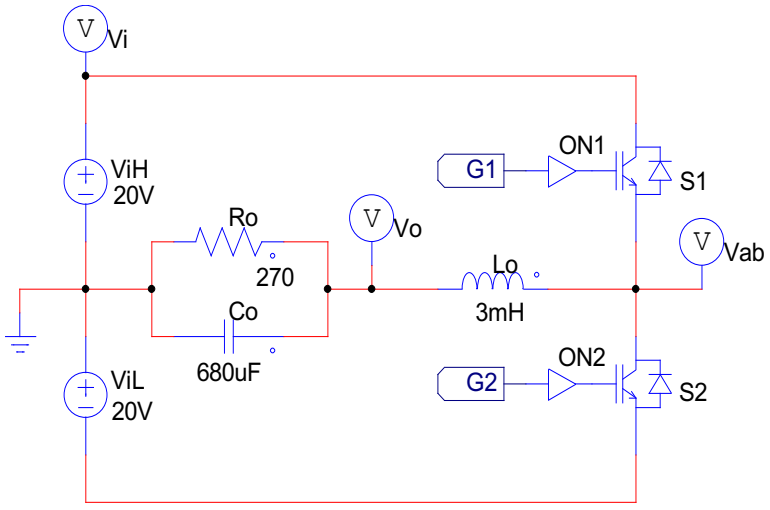


Figura 32 – Circuito simulado no Psim.

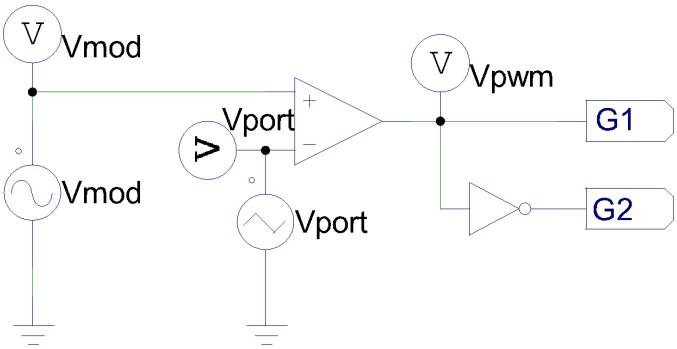


Figura 33 – Circuito da modulação PWM convencional.

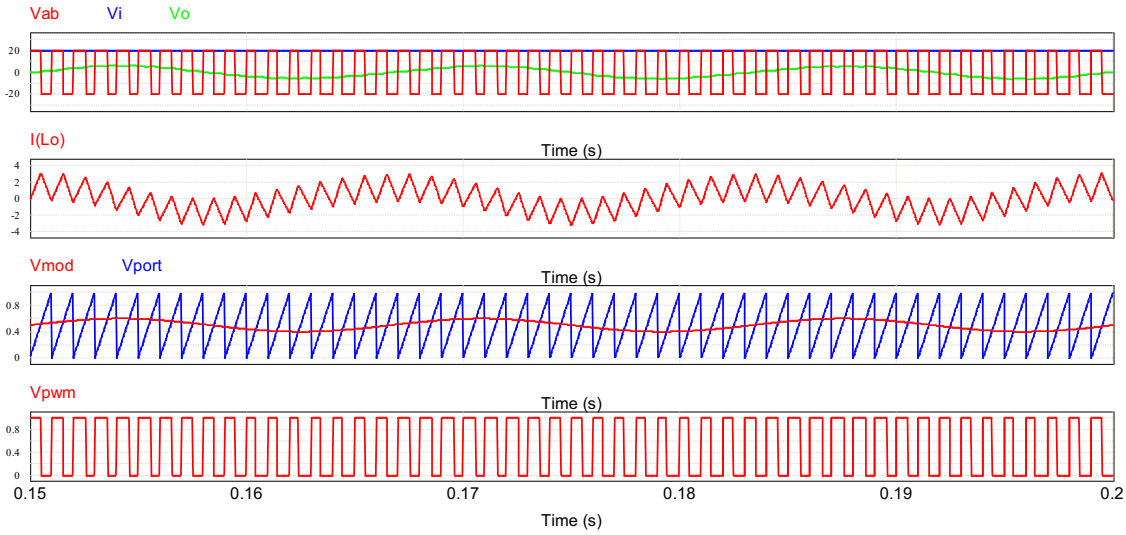


Figura 34 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 20%

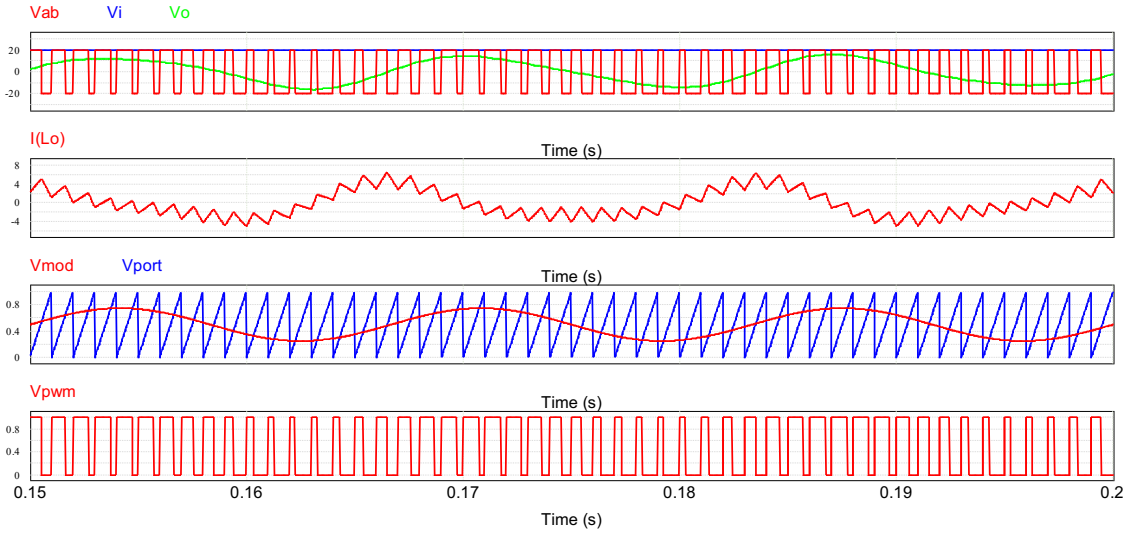


Figura 35 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 50%.

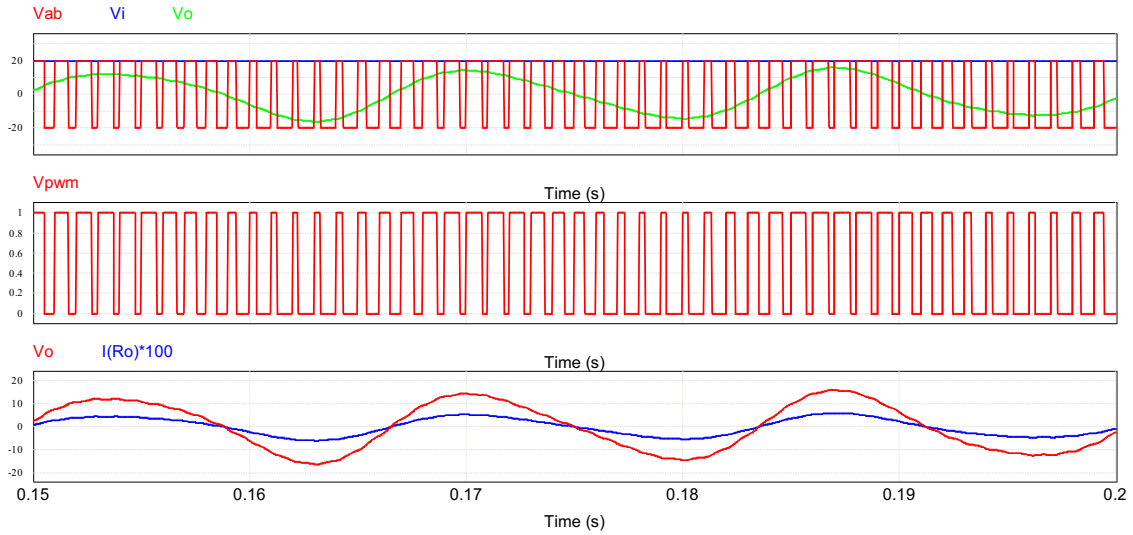


Figura 36 – Principais formas de onda do conversor com índice de mdulação de 50% com detalhe da tensão de saída do inversor.

4.2 Simulação do Inversor Meia Ponte com Divisor Capacitivo

O inversor de tensão anteriormente simulado foi novamente utilizado, mas agora com um divisor capacitivo, conforme mostrado na Figura 37. Neste caso as tensões de entrada são obtidas a partir de uma fonte apenas, situação convencional, usando um divisor capacitivo, formado pelos capacitores C_1 e C_2.

As Figura 38 e Figura 39 mostram os resultados de simulação para índices de modulação de 20% e 50%, respectivamente. É interessante notar nas formas de onda que agora a tensão entrada possui ondulação em baixa frequência, visto ocorrer a carga e descarga dos capacitores C_1 e C_2 na frequência da tensão na carga (60 Hz).

A Figura 40 mostra as formas de onda do inversor meia ponte operando com desequilíbrio nos interruptores, sendo que o interruptor S_1 tem uma queda de tensão de $V_{CEsat1} = 3$ V, enquanto o interruptor S_2 tem uma queda de tensão de $V_{CEsat2} = 1$ V. Neste caso se nota a diferença na amplitude positiva e negativa da tensão e corrente na carga, sendo que a mesma passou a ter um valor médio de 100 mA; já para a tensão dos capacitores, C_1 tem 10,4 V e C_2 de 9,6 V.

Por fim, a Figura 41 mostra um circuito para geração de tempo morto para o comando dos interruptores de um inversor meia ponte. Neste caso são utilizados dois elementos para gerar um atraso de 100 µs no sinal de comando dos interruptores, e após a combinação lógica necessária, se obtêm os sinais de comando de S_1 e S_2, conforme mostrado na Figura 42.

O valor de 100 µs foi utilizado para que nas formas de onda ficasse perceptível o efeito do tempo morto (*dead time*). Pode-se verificar na Figura 43 que a tensão de saída do inversor antes e depois da filtragem, e a corrente na carga, permanecem semelhantes aquelas obtidas sem o uso de tempo morto no comando dos interruptores.

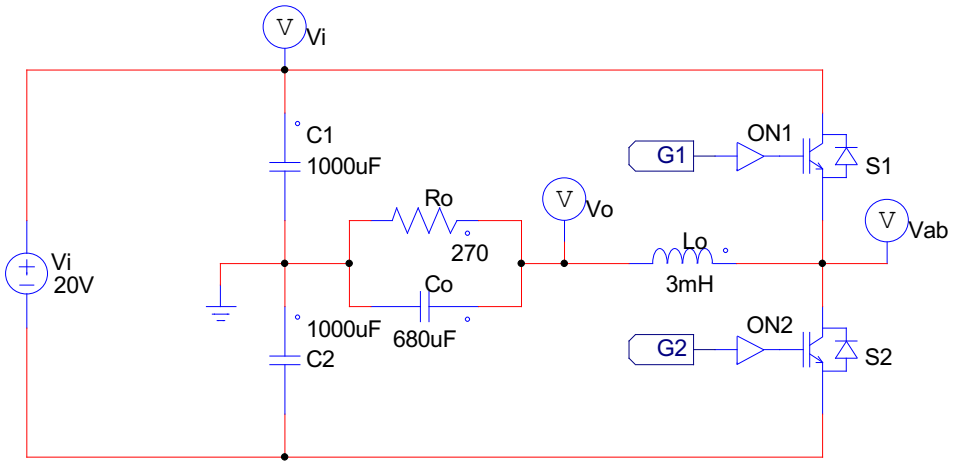


Figura 37 – Circuito do inversor de tensão meia ponte com divisor capacitivo.

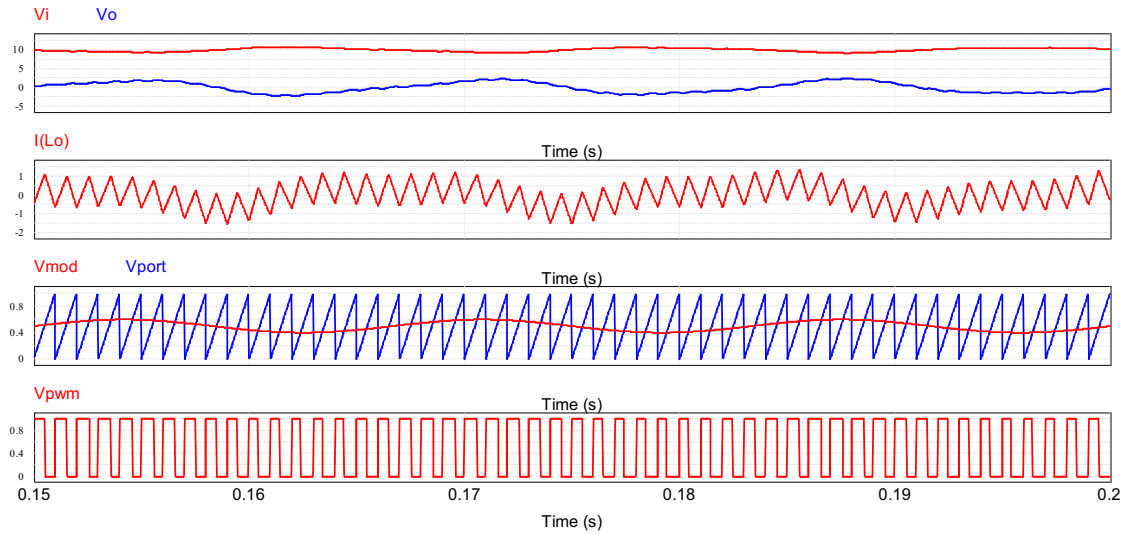


Figura 38 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 20%.

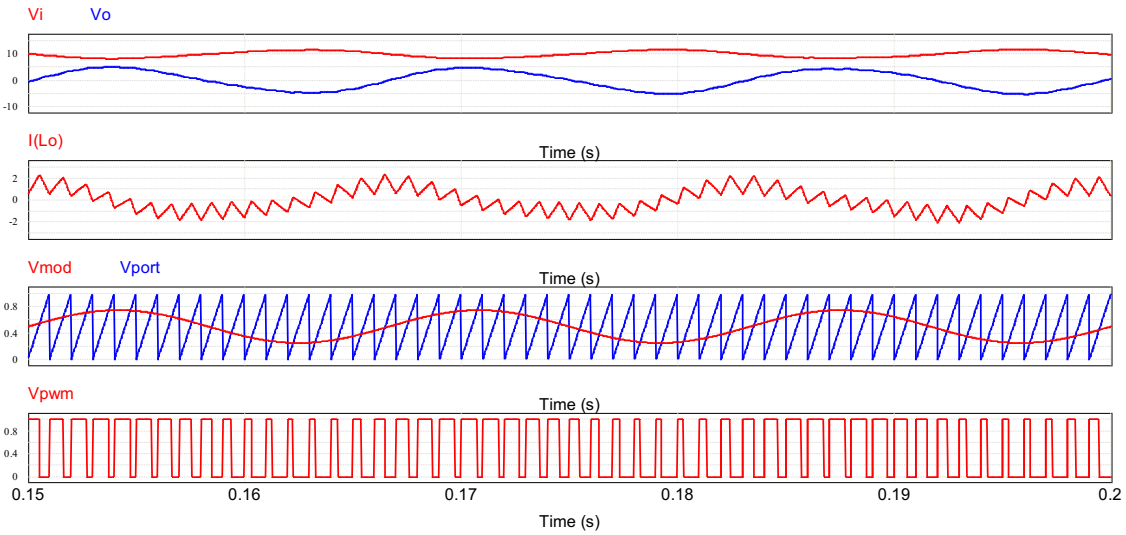


Figura 39 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 50%.

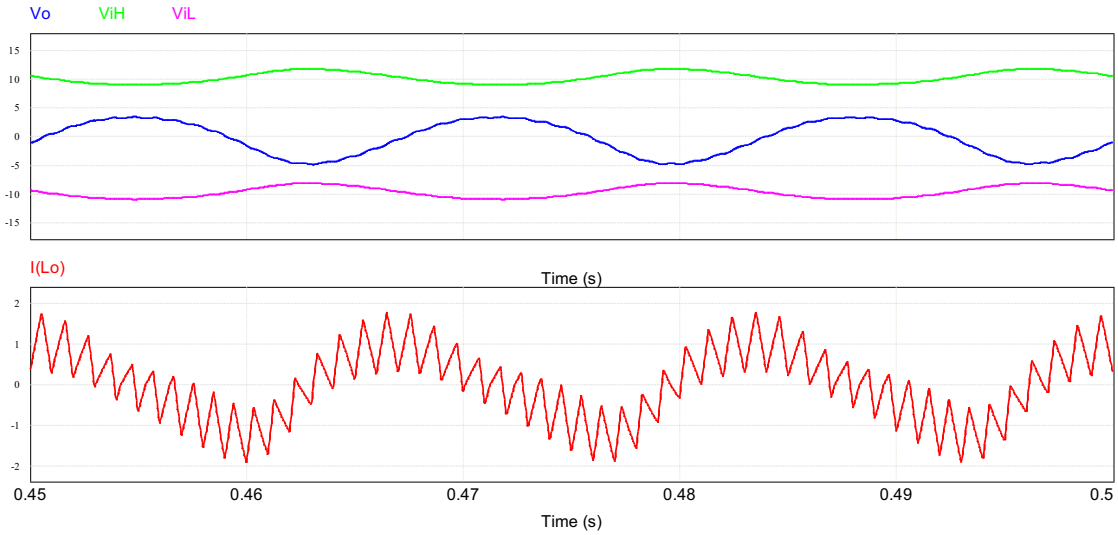


Figura 40 – Principais formas de onda com desequilíbrio no inversor meia ponte.

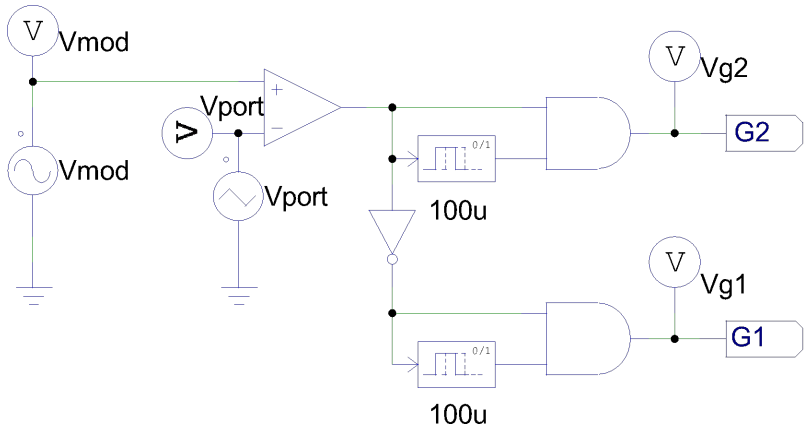


Figura 41 – Circuito para geração de tempo morto no inversor meia ponte.

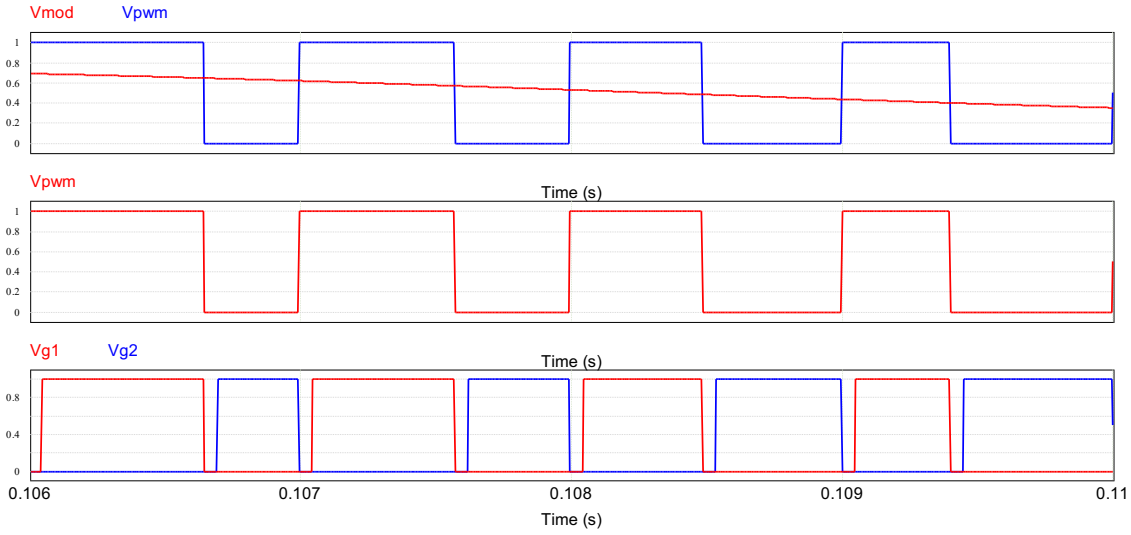


Figura 42 – Formas de onda dos sinais de comando dos interruptores com tempo morto.

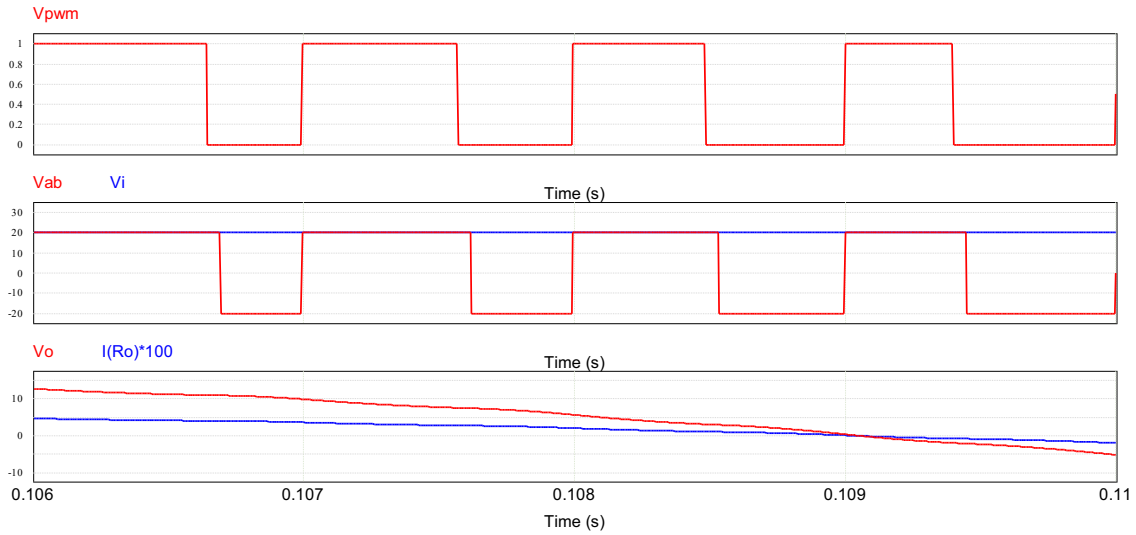


Figura 43 – Formas de onda do estágio de potência com tempo morto.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 37, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

A tensão de entrada será a metade da tensão da tensão da fonte, pois se está utilizando um divisor capacitivo. Assim:

$$V_{i(inv)} = \frac{V_i}{2} = \frac{20}{2} = 10V$$

.

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de entrada do inversor, ou seja, 10 V.

A tensão eficaz na carga, considerando índice de modulação de 100%, será:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ab(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{i(in)}}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7{,}07V$$

.

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{10}{270} = 37mA$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{7,07}{270} = 26,2mA$$

.

ER 02) Considerando a Figura 31, a Figura 37 e a Figura 38, determine o índice de modulação para:

- Tensão de carga eficaz de 5 V;
- Tensão de carga eficaz de 3 V;
- Tensão de carga de pico de 7 V.

O índice de modulação é dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i}$$

.

No circuito da Figura 37, a tensão de entrada do inversor ($V_{i(inv)}$) é de 10 V, então para obter 5 V de tensão eficaz na carga se tem:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{5 \cdot \sqrt{2}}{10} = 0,71 = 71\%$$

.

Para os níveis de modulação utilizados na Figura 31 e conforme a Figura 38, se tem:

$$D = \frac{V_C}{V_M} \rightarrow IM = \frac{V_{C(ca)}}{V_M / 2} \rightarrow V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,71 \cdot \frac{1}{2} = 0,355V$$

.

Para 3 V de tensão eficaz na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{10} = 0,42 = 42\%$$

.

$$V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,42 \cdot \frac{1}{2} = 0,21V$$

.

Para 7 V de tensão de pico na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{7}{10} = 0,7 = 70\%$$

.

$$V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,7 \cdot \frac{1}{2} = 0,35V$$

.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 32, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

EP 02) Considerando a Figura 31, a Figura 32 e a Figura 34, determine o índice de modulação para:

- Tensão de carga eficaz de 5 V;
- Tensão de carga eficaz de 3 V;
- Tensão de carga de pico de 7 V.

EP 03) Explique a diferença entre conversores unidirecionais e conversores bidirecionais.

EP 04) Explique o que é curto de braço e como é evitado.

EP 05) Considerando circuitos de inversores de tensão que utilizam transistores de tecnologia MOSFET, qual deve ser a ordem de grandeza do tempo morto?

EP 06) Considerando circuitos de inversores de tensão que utilizam transistores de tecnologia IGBT, qual deve ser a ordem de grandeza do tempo morto?

EP 07) Considerando circuitos de inversores de tensão que utilizam transistores de tecnologia BJT, qual deve ser a ordem de grandeza do tempo morto?

EP 08) Explique o que significa índice de modulação e o que seria sobremodulação.

EP 09) Simule o circuito da Figura 37 considerando a tensão de entrada de 50 V.

EP 10) Simule o circuito da Figura 37 considerando a tensão de entrada de 50 V e o valor dos capacitores C_1 e C_2 de 100 μF. O que aconteceu com a ondulação de tensão nestes capacitores?

EP 11) O que significa desiquilíbrio nos inversores de tensão meia ponte com divisor capacitivo? Como pode ser evitado?

EP 12) A grosso modo, qual seria o limite superior para a frequência da tensão de saída para o inversor meia ponte simulado neste capítulo, que operou com frequência de comutação de 1000 Hz?

EP 13) Qual a tensão de entrada necessária em um inversor de tensão meia ponte com divisor capacitivo para se acionar um motor de indução monofásico de 220 V?

EP 14) Qual a tensão de entrada necessária em um inversor de tensão meia ponte com divisor capacitivo para se acionar um motor de indução monofásico de 110 V?

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-ca do tipo meia ponte operando com modulação PWM senoidal.

Em síntese, objetiva-se:

- Aplicar os princípios da modulação PWM senoidal;
- Simular um conversor cc-ca meia ponte operando em malha aberta;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-ca;
- Realizar medições no circuito no circuito simulado;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

6.2 Conversor CC-CA Meia Ponte

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 44. A tensão de entrada (V_{in}) será de 20 V. O indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será formado por uma associação de dois capacitores de 680 µF em antisérie.

Os capacitores do divisor de tensão serão de 1.000 µF e os resistores em paralelo serão de 10 kΩ.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

A frequência do sinal PWM será configurada para operar em 500 Hz.

Os dados do circuito integrado (Profet) devem ser buscados em sua folha de dados.

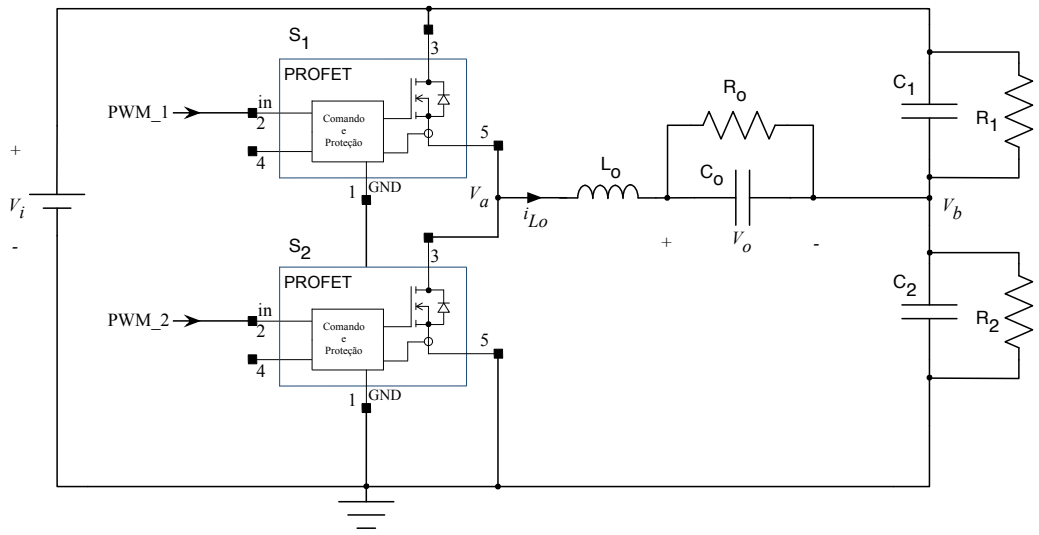


Figura 44 – Circuito do conversor cc-ca meia ponte.

6.3 Modulação PWM Senoidal

Implemente no simulador o circuito para geração do sinal de comando com modulação por largura de pulsos senoidal, conforme mostrado nas aulas de laboratório. A amplitude da forma de onda da portadora (dente-de-serra) deverá ser de 1 V. A frequência da tensão de saída do conversor deverá ser de 50 Hz.

A razão cíclica gerada pela modulante será dada por:

a. $k = seno(\theta)$
b. $d = 0{,}5 + 0{,}5 \cdot k$

A razão cíclica gerada pelo circuito, conforme descrito acima será aplicada ao interruptor superior (S_1). Já para o interruptor inferior (S_2), o sinal deverá ser invertido, ou seja, ter um defasamento de 180º. Idealmente deveria haver um tempo pequeno (por volta de 1 μs) entre o instante que o sinal de gatilho do interruptor S_1 desce e o sinal do interruptor S_2 sobe. Esse tempo é denominado de tempo morto. Isso é feito para evitar que os dois interruptores fechem simultaneamente e provoquem um curto na fonte de alimentação, denominado de curto de braço. No simulador de circuitos, considerando componentes ideias, este tempo morto pode ser desconsiderado.

6.4 Resultados do Circuito Simulado

Simule o circuito mostrado na Figura 44 e meça a amplitude (valor de pico e eficaz) e a frequência da tensão de saída.

$V_{o(pk)}$ = _____;
$V_{o(ef)}$ = _____;
F_o = _____.

Ajuste o índice de modulação, ou seja, a variável "*k*" na expressão da razão cíclica, determinando a tensão eficaz na saída do conversor:

$V_{o(ef)}$ = _____ para d = _____;

6.5 Questões – Comente suas respostas.

1) O circuito operou corretamente, ou seja, conforme o esperado?
2) Quais foram as dificuldades encontradas nesta aula de laboratório?
3) Alterando-se o índice de modulação, a tensão de saída foi alterada?
4) Como poderia ser alterada a frequência da tensão de saída do inversor?

7 Referências

[1] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[2] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[3] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[4] GERENT, Fernando H. Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[5] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

[6] POTTKER, Fabiana. Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos. Florianópolis, SC – Brasil, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[7] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[8] TOMASELLI, Luis C. Estudo de Acionamentos à Velocidade Variável para Motores de Indução Monofásicos com Capacitor Permanente para Aplicações em Ventiladores. Florianópolis, SC – Brasil, 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[9] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

22

Capítulo

Inversor de Tensão Ponte Completa

Meta deste capítulo

Estudar os princípios de funcionamento dos inversores de tensão em ponte completa.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento dos inversores de tensão;
- Analisar circuitos de inversores de tensão em ponte completa;
- Simular circuitos de inversores de tensão em ponte completa;
- Implementar circuitos de inversores de tensão em ponte completa.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes a modulação PWM senoidal e inversores de tensão meia ponte.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos inversores de tensão PWM senoidais.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Os capítulos anteriores apresentaram os conceitos necessários para a compreensão do princípio de funcionamento dos conversores cc-ca, iniciando-se pelo estudo da modulação por largura de pulsos aplicada aos inversores, denominada de modulação PWM senoidal. A seguir foram apresentados conceitos gerais importantes para o estudo dos conversores cc-ca, finalizando com o estudo detalhado do inversor de tensão na configuração meia ponte.

Este segundo capítulo continuará o estudo dos conversores cc-ca, agora focando no conversor ponte completa, que é uma solução padrão utilizada na indústria, seja no acionamento de motores, filtros ativos, dentre inúmeras outras aplicações.

Os inversores de tensão em ponte completa são preferidos na indústria pela sua versatilidade, por não precisarem duas fontes na entrada ou divisor capacitivo, por permitirem usar a modulação por dois níveis ou três níveis, além de outras vantagens em relação as demais topologias de conversores.

A Figura 1 mostra um inversor de tensão aplicado na geração de energia elétrica a partir de módulos fotovoltaicos. Nesta aplicação, o papel do inversor é aplicar de maneira controlada, a energia gerada em corrente contínua pelos módulos fotovoltaicos na rede de energia elétrica em corrente alternada.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos relacionados aos conversores cc-ca e em detalhes o inversor de tensão na configuração ponte completa, serão apresentados resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos.

Figura 1 – Exemplo de circuito interno de um inversor.

Fonte: https://www.lojaenergialivre.com.br/. Acesso em: 08/06/2020.

2 Inversor de Tensão Ponte Completa

2.1 Introdução

Os inversores de tensão na configuração ponte completa necessitam apenas uma fonte de tensão na entrada, como está mostrado na Figura 2, o que caracteriza uma vantagem em relação aos conversores na configuração meia ponte estudados no capítulo anterior.

A topologia mostrada na Figura 2 é de um conversor ponte completa, o qual tem dois braços, com 4 interruptores bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão (S_1/D_1, S_2/D_2, S_3/D_3, e S_4/D_4). Estes conversores também são denominados de ponte H.

O inversor de tensão ponte completa, com filtro de saída, está mostrado na Figura 3, onde se identificam as polaridades das tensões e sentidos das correntes nos elementos do circuito. O circuito da Figura 3 será utilizado para o estudo das etapas de funcionamento do conversor, apresentadas a seguir.

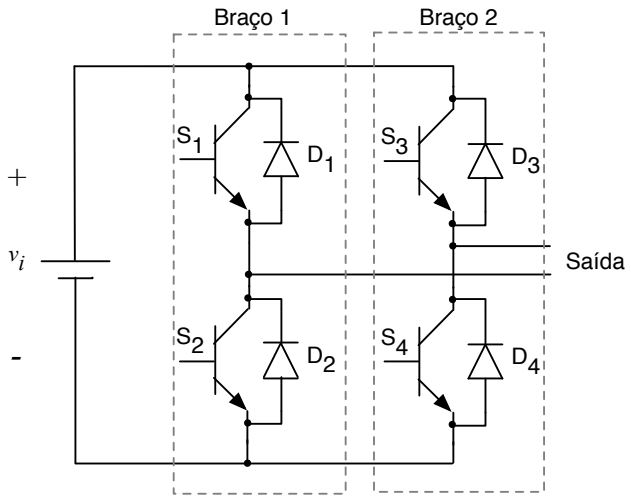


Figura 2 – Conversor ponte completa.

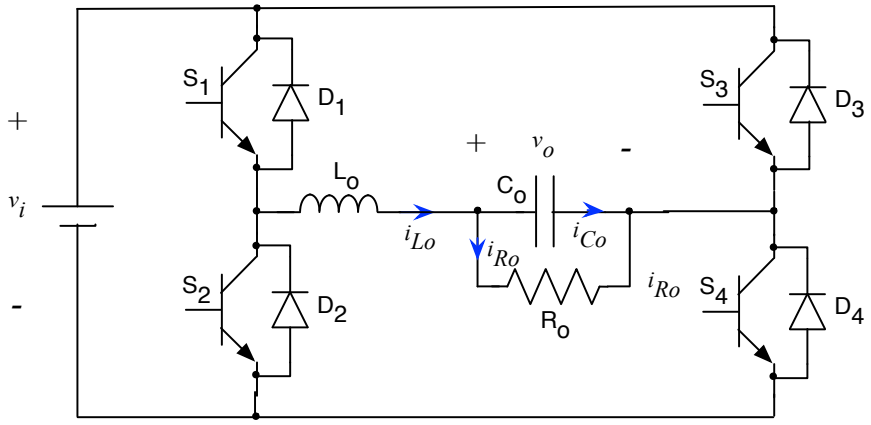


Figura 3 – Conversor ponte completa com filtro de saída.

2.2 Conversor CC-CA Ponte Completa – Modulação Bipolar

O inversor de tensão ponte completa pode operar com modulação bipolar (dois níveis) ou modulação (três níveis). Inicialmente será mostrado o funcionamento do conversor operando com dois níveis, quando a tensão de saída pode assumir o valor $+v_i$ e $-v_i$. As etapas de operação com tempo morto serão mostradas na sequência.

A análise realizada a seguir levará em conta que se está operando no semiciclo positivo da tensão na carga (v_o) e próximo ao valor máximo da mesma (pico). Assim, o estudo do inversor se assemelha a um conversor cc-cc Buck, como foi feito anteriormente neste curso.

2.2.1 Operação sem Tempo Morto

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e sem tempo morto apresenta duas etapas de operação, mostradas nas Figura 4 e Figura 5. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chaves S_1 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o;

2ª Etapa (DT_s, T_s) – Chaves S_1 e S_4 abertas (*off*) e chaves S_2 e S_3 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_3/D_3. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas na Figura 6. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1/S_4 e S_2/S_3), denominados de $v_{g1,4}$ e $v_{g2,3}$, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

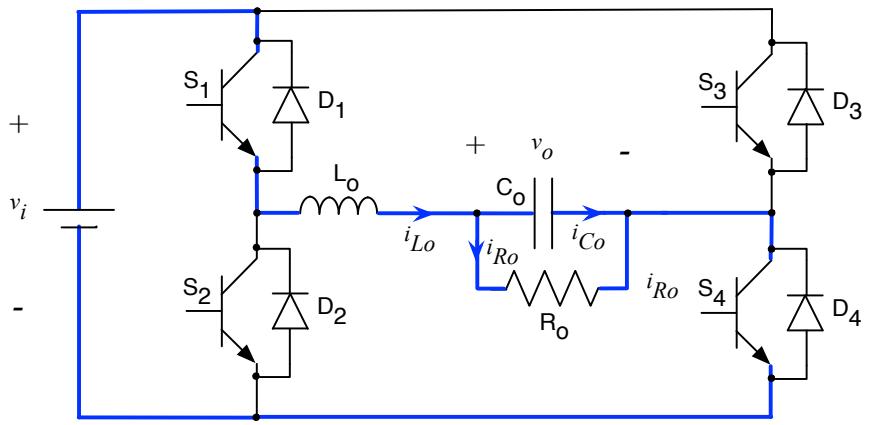


Figura 4 – Primeira etapa de operação do inversor com modulação dois níveis e sem tempo morto.

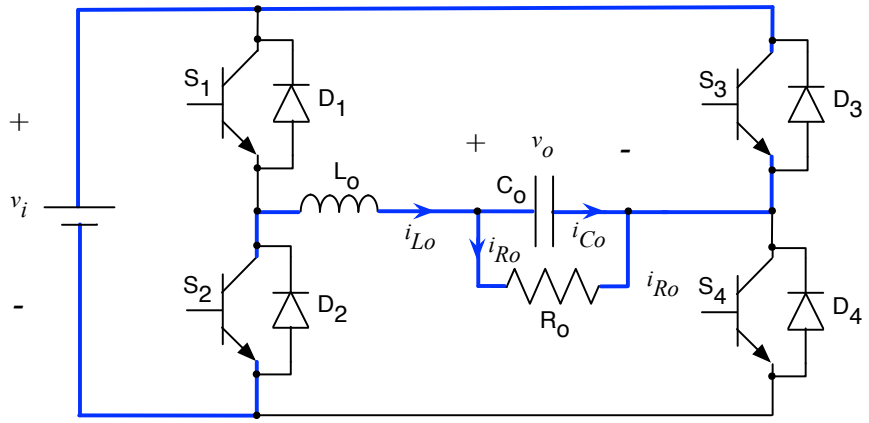


Figura 5 – Segunda etapa de operação do inversor com modulação dois níveis e sem tempo morto.

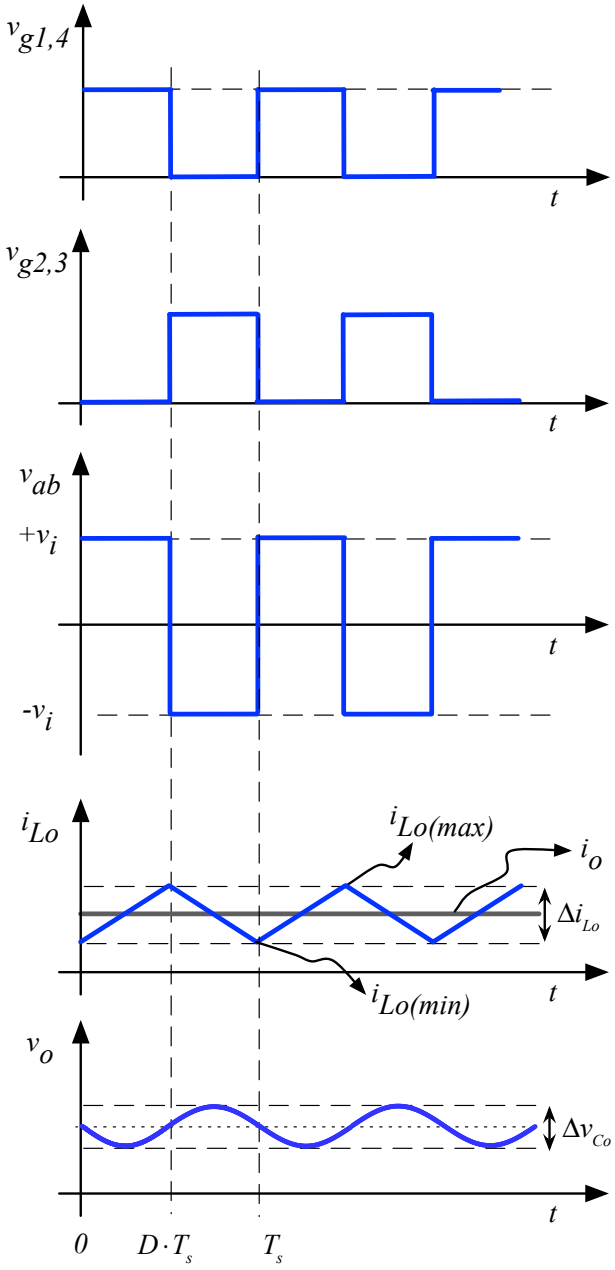


Figura 6 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa para modulação dois níveis e sem tempo morto.

2.2.2 Operação com Tempo Morto

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e com tempo morto apresenta quatro etapas de operação. Duas etapas são semelhantes aquelas mostradas nas Figura 4 e Figura 5; enquanto as etapas de tempo morto são mostradas nas Figura 7 e Figura 8. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, DT_s) – Chaves S_1 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o;

2ª Etapa (t_{dt}) – Chaves S_1 a S_4 abertas (*off*) e diodos D_1 a D_4 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$, se a corrente no indutor for positiva. Já se a corrente no indutor for negativa, então a tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelos diodos D_2/D_3 ou D_1/D_4. Nesta etapa pode ocorrer a magnetização ou a desmagnetização do indutor L_o conforme o sentido da corrente;

3ª Etapa (DT_s, T_s) – Chaves S_1 e S_4 abertas (*off*) e chaves S_2 e S_3 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_3/D_3. Nesta etapa ocorre a desmagnetização do indutor L_o;

4ª Etapa (t_{dt}) – Chaves S_1 a S_4 abertas (*off*) e diodos D_1 a D_4 conduzindo (*on*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$, se a corrente no indutor for positiva. Já se a corrente no indutor for negativa, então a tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelos diodos D_2/D_3 ou D_1/D_4. Nesta etapa pode ocorrer a magnetização ou a desmagnetização do indutor L_o conforme o sentido da corrente.

Ao finalizar a quarta etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas nas Figura 9 e Figura 10. Nestas figuras tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1/S_4 e S_2/S_3), denominados de $v_{g1,4}$ e $v_{g2,3}$, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}.

Nota-se nas Figura 9 e Figura 10 que a tensão na saída do inversor de tensão ponte completa mantém a mesma forma como se a operação fosse sem tempo morto, com exceção de que conforme o sentido da corrente no indutor, o tempo em alto ou em baixo ($+v_i$ ou $-v_i$) é alterado pelo tempo morto. Considerando que o tempo morto seja pequeno em relação ao tempo de comutação dos interruptores, esta alteração nas formas de onda não será significativa e não afetará o desempenho do conversor.

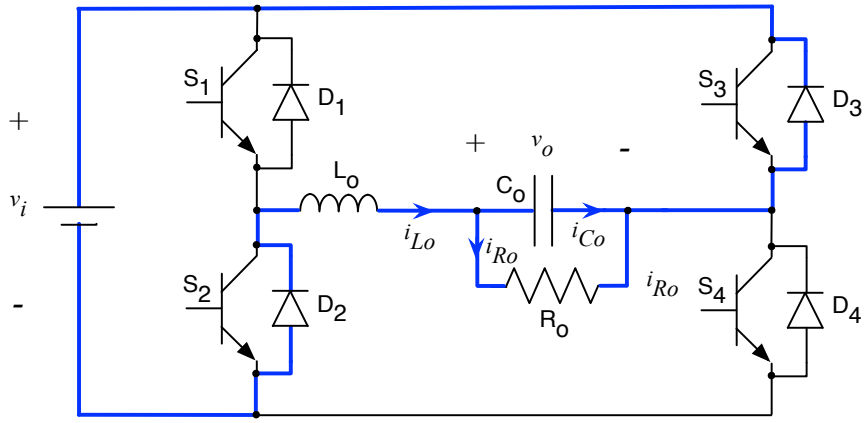


Figura 7 – Etapa de tempo morto no inversor com modulação dois níveis com corrente positiva e tempo morto.

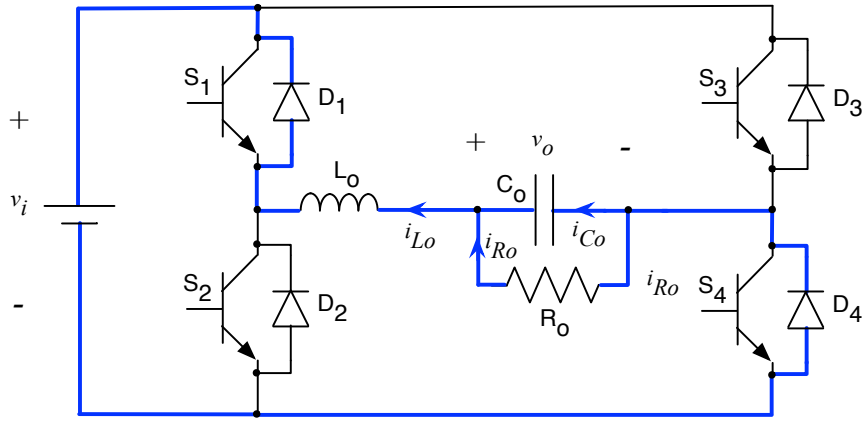


Figura 8 – Etapa de tempo morto no inversor com modulação dois níveis com corrente negativa e tempo morto.

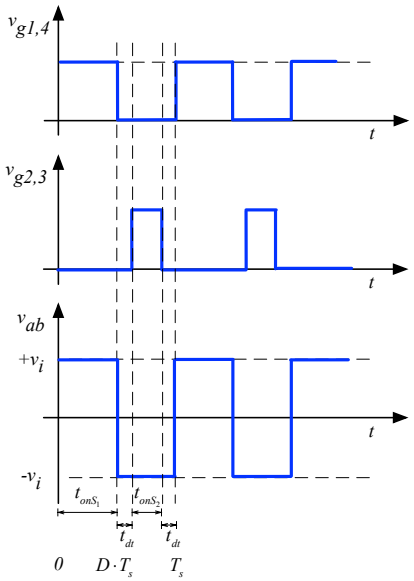


Figura 9 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa com tempo morto e corrente positiva no indutor.

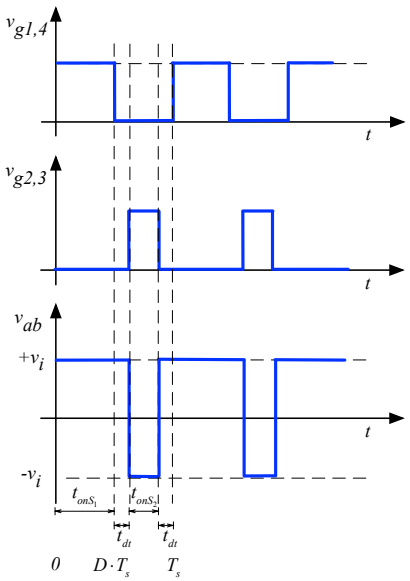


Figura 10 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa com tempo morto e corrente negativa no indutor.

2.1 Análise do Inversor de Tensão Completa – Modulação Bipolar

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, aqui para modulação dois níveis (bipolar). Nesta análise será desprezado o tempo morto e os componentes serão considerados ideais.

2.1.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 6 pelo seu valor médio, por se tratar de uma tensão contínua. Por sua vez, a tensão de saída (v_o) está representada por seu valor instantâneo. Seus valores de pico e eficaz (RMS) são facilmente determinados, visto se estar estudando inversores de tensão alternada com saída senoidal. Assim:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}}.$$

A frequência de comutação (chaveamento) dos interruptores seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) das chaves serão dados por:

$$T_{on(S_1,S_4)} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_1,S_4)} = (1-D) \cdot T_s;$$

$$T_{on(S_2,S_3)} = (1-D) \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_2.S_3)} = D \cdot T_s.$$

A relação entre o tempo em que as chaves S_1 e S_4 estão ligadas e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma de onda mostrada na Figura 11.

$$V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s} v_i \cdot dt + \frac{1}{T_s}\int_0^{(1-D)\cdot T_s} -v_i \cdot dt \;;$$

$$V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\cdot V_i \cdot D \cdot T_s - \frac{1}{T_s}\cdot V_i \cdot (1-D)\cdot T_s \;;$$

$$V_{ab(med)} = V_i \cdot D - V_i + V_i \cdot D \;;$$

$$V_{ab(med)} = V_i \cdot \left(2 \cdot D - 1\right) .$$

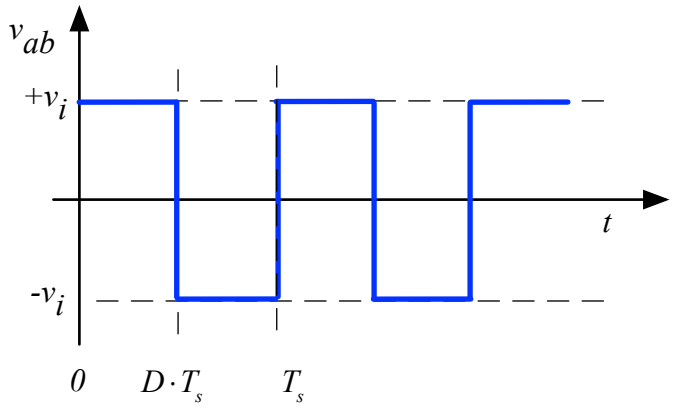


Figura 11 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b" do inversor ponte completa com modulação bipolar (dois níveis).

Para determinar a tensão média na saída precisa-se obter a tensão média no indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 12.

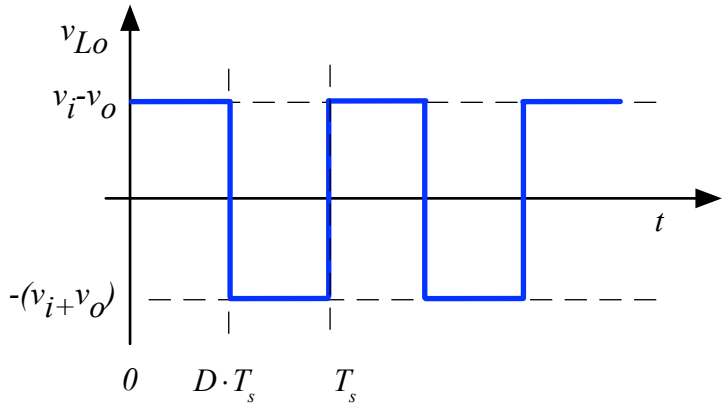


Figura 12 – Forma de onda da tensão sobre o indutor no conversor ponte completa com modulação bipolar.

Assim, conforme demonstrado nos conversores cc-cc, tem-se:

$$V_{Lo} = 0 \;.$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_{ab(med)} = V_i \cdot (2 \cdot D - 1)$$

A relação obtida acima é idêntica aquela do conversor meia ponte, visto que a operação do conversor ponte completa com modulação dois níveis gera na saída uma forma semelhante a do conversor estudado no capítulo anterior.

2.1.2 Ganho Estático do Inversor de Tensão Ponte Completa Dois Níveis

O ganho estático de um conversor é a relação entre suas tensões de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o inversor de tensão meia ponte em condução contínua se tem:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = (2 \cdot D - 1) \rightarrow 0 \leq D \leq 1$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre zero e cem (100) por cento é mostrado na Figura 13. Nota-se pela Figura 13 que o comportamento do ganho estático do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios. Este comportamento é idêntico ao observado nos conversores cc-cc, com a diferença que agora a variação do ganho estático assume valores positivos e negativos, visto se tratar de um inversor de tensão. Isso ocorre porque o comportamento estático do conversor independe de seu filtro (L_o e C_o). Já o comportamento transitório, para fins de controle e proteção do conversor, dependerá destes elementos.

É importante destacar, observando-se a Figura 13 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador de tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será menor do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D).

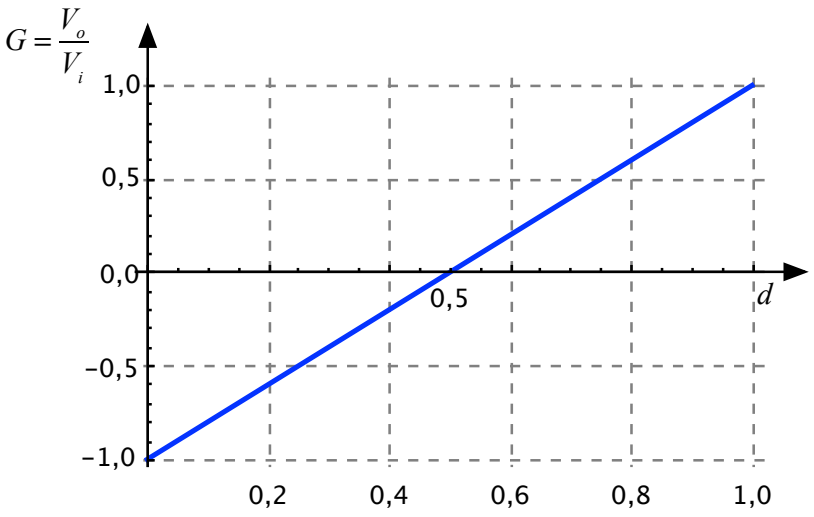


Figura 13 – Ganho estático do inversor de tensão ponte completa com modulação dois níveis.

2.1.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_{o(ef)} = \frac{I_{o(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de saída, visto que a corrente média no capacitor deve ser nula. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o capacitor é carregado e descarregado, não totalmente, mas apenas para que sua tensão permaneça estabilizada. Se a corrente média no capacitor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de tensão, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_o \rightarrow \Delta I_{Lo} \simeq 0 .$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{d_{iLo}(t)}{dt} .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} .$$

Assim, considerando a primeira etapa de operação:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot T_{on(S_1)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D = \frac{V_i - \left(\left(2 \cdot D - 1\right) \cdot V_i\right)}{L_o \cdot F_s} \cdot D .$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D \quad .$$

A expressão anterior pode ser reescrita como:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D = \frac{V_i - \left(\left(2 \cdot D - 1\right) \cdot V_i\right)}{L_o \cdot F_s} \cdot D \quad ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i}{L_o \cdot F_s} \cdot 2 \cdot D \cdot \left(1 - D\right) \quad .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_o = \frac{V_i}{\Delta I_{Lo} \cdot F_s} \cdot 2 \cdot D \cdot \left(1 - D\right) \quad .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 14. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_i, L_o e F_s. Assim, pela Figura 14 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D = 0,5, como sendo:

$$\Delta I_{Lo(\max)} = \frac{V_i}{2 \cdot L_o \cdot F_s} \quad .$$

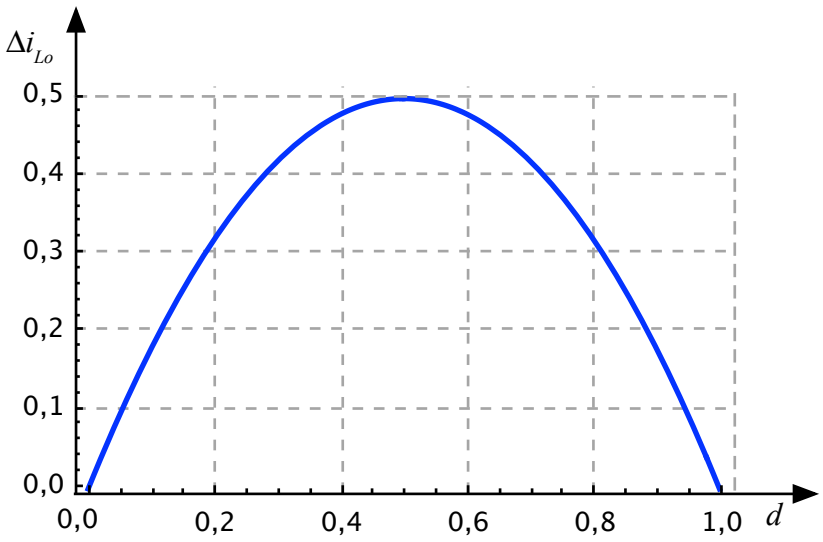


Figura 14 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média/pico com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{Lo(\max)} = I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do indutor (ΔI_{Lo}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz em um período de comutação será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Já a corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de saída e da corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{I_{Co(ef)}^2 + I_o^2} \ ;$$

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2 + \left(I_o\right)^2} \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 6. Estas expressões tem validade para um período de comutação e próximo ao pico da tensão senoidal de saída. A rigor, estas expressões deveriam ser estendidas com envoltória senoidal, para se obter seu valor ao longo do período do sinal de saída do conversor.

2.1.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \ .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \ .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \ ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \ ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \ .$$

2.1.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre as chaves e sobre os diodos é igual ao valor de pico da tensão de

entrada:

$$V_{S1\to S4} = V_{D1\to D4} = V_{i(pk)} = V_i .$$

Já as correntes nos semicondutores, para fins de simplificação, serão consideradas igual a corrente de pico na carga:

$$I_{S1\to S4} = I_{D1\to D4} = I_{o(pk)} .$$

2.1.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado nas Figura 6 e Figura 15. Adota-se aqui o mesmo procedimento realizado nos conversores cc-cc, resultando em:

$$\Delta V_{Co} = \frac{4 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \to \Delta V_{Co} = \frac{2 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2} .$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{4 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot F_s} \to C_o = \frac{2 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot L_o \cdot F_s^2} .$$

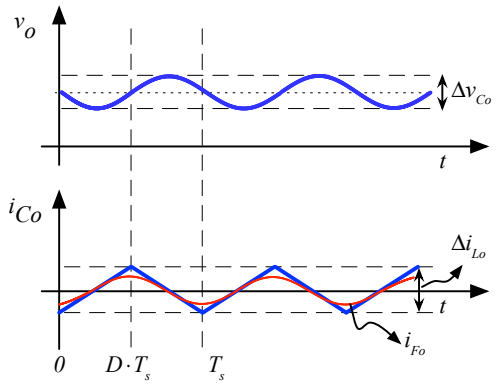


Figura 15 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

2.1.7 Índice de Modulação

A modulação de um inversor ponte completa é realizada conforme estudado nos capítulos anteriores e mostrada na Figura 16.

Lembrando que o ganho estático do conversor ponte completa dois níveis é dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \left(2 \cdot D - 1\right) \to 0 \le D \le 1 .$$

Ainda conforme a Figura 16 e de acordo com os capítulos anteriores, a razão cíclica para

modulação PWM senoidal será:

$$d(t) = D + IM \cdot seno(t)$$

Onde a razão cíclica terá parte constante (D) e parte variável ($IM \cdot seno(t)$).

O termo que determina a amplitude da parte variável é denominado de índice de modulação (IM), e na verdade, representa a razão cíclica de um inversor, visto ser o elemento que determina a amplitude da tensão de saída. O índice de modulação é definido como a relação entre a tensão de pico na saída e a tensão na entrada, podendo variar entre 0 e 1 (0 e 100%), sendo dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} \rightarrow 0 \leq IM \leq 1$$

Como exemplo, se um inversor tem tensão contínua na entrada de 400 V e se a tensão de saída for de 220 V, então o índice de modulação será:

$$V_i = 400V, V_{o(pk)} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311V$$

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{311}{400} = 0,78$$

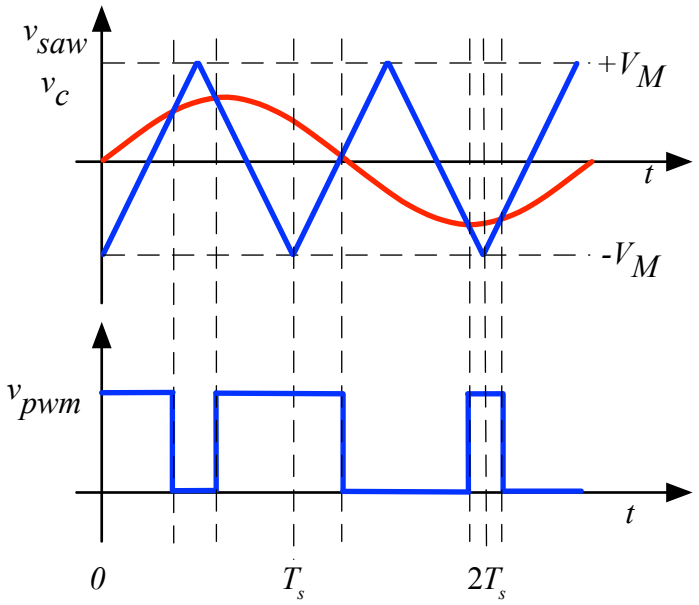


Figura 16 – Formas de onda da modulação do inversor ponte completa dois níveis.

2.2 Conversor CC-CA Ponte Completa – Modulação Unipolar

No item anterior foi estudada a operação do conversor ponte completa para modulação dois níveis (bipolar), sendo que esta se assemelha a operação do inversor meia ponte do capítulo anterior deste curso. Agora se estudará o conversor ponte completa operando com modulação três níveis

(unipolar), onde se terá a tensão na saída assumindo os valores $+v_i$, $-v_i$ e zero.

2.2.1 Operação sem Tempo Morto e Semiciclo Positivo na Saída

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e sem tempo morto, para modulação unipolar, durante o semiciclo positivo da tensão de saída, apresenta quatro etapas de operação, mostradas nas Figura 17 a Figura 22. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, t_1) – Chaves S_1 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 17;

2ª Etapa (t_1, t_2) – Chaves S_1 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 18 e Figura 19;

3ª Etapa (t_2, t_3) – Chaves S_1 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 20;

4ª Etapa (t_3, t_4) – Chaves S_2 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 21 e Figura 22.

Ao finalizar a quarta etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas na Figura 23. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1, S_2, S_3 e S_4), denominados de v_{g1}, v_{g2}, v_{g3} e v_{g4}, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

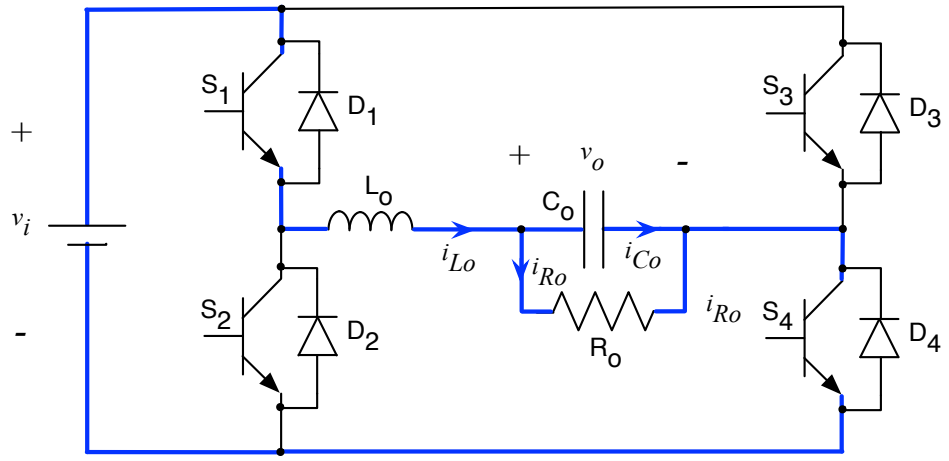


Figura 17 – Primeira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o>0$.

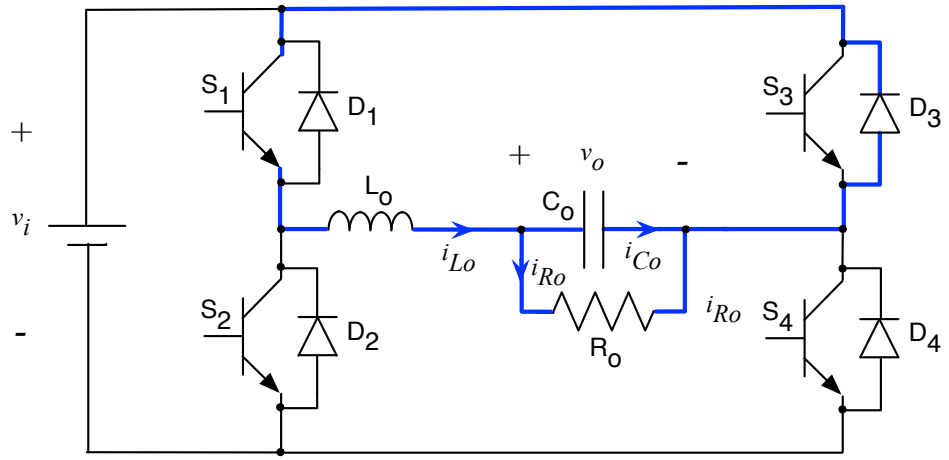


Figura 18 – Segunda etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto, corrente positiva e $v_o>0$.

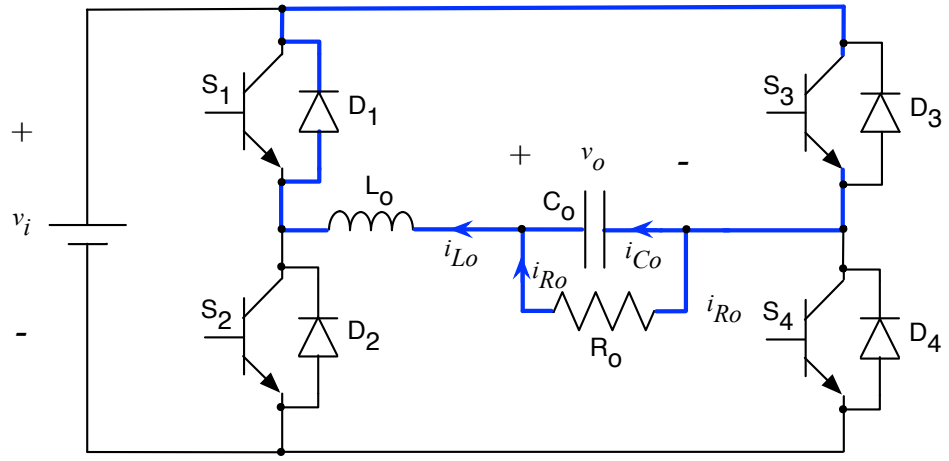


Figura 19 – Segunda etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto, corrente negativa e $v_o>0$.

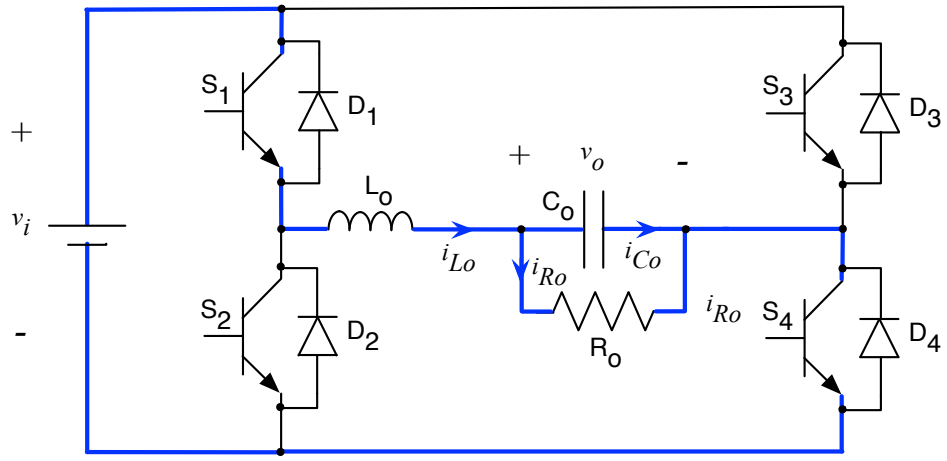


Figura 20 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o>0$.

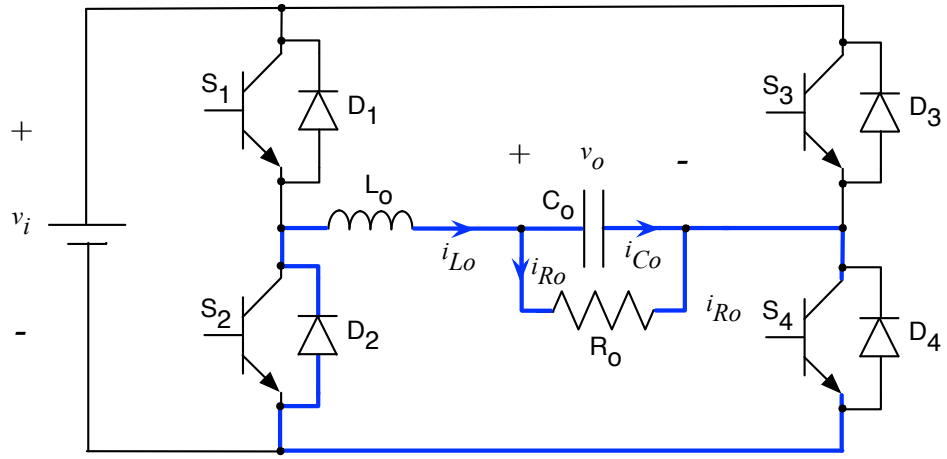


Figura 21 – Quarta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente positiva, sem tempo morto e $v_o>0$.

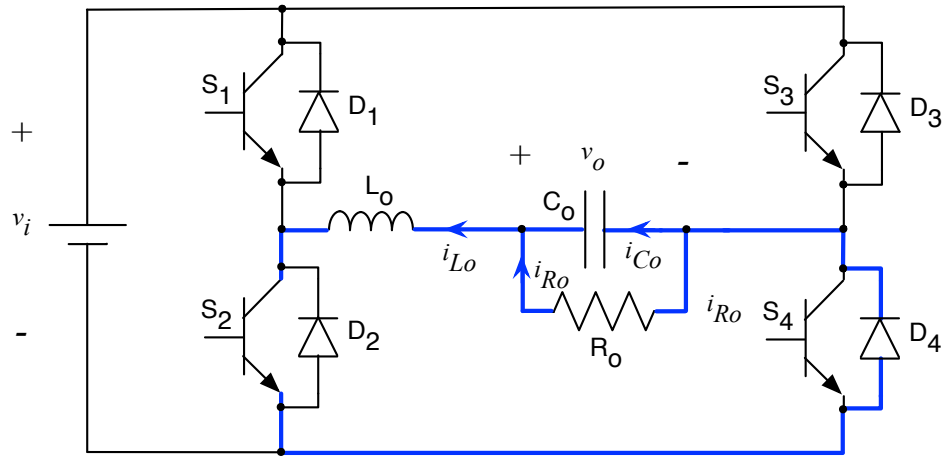


Figura 22 – Quarta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente negativa, sem tempo morto e $v_o>0$.

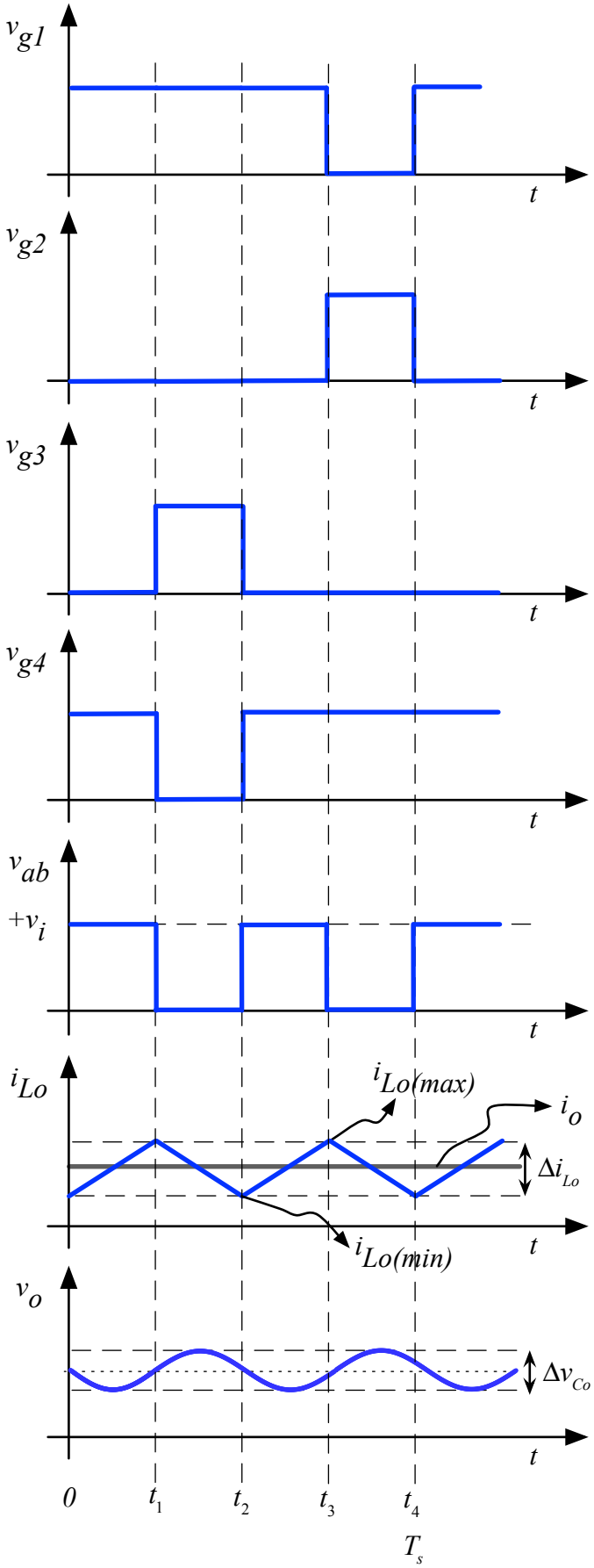


Figura 23 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa para modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o>0$.

2.2.2 Operação sem Tempo Morto e Semiciclo Negativo na Saída

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e sem tempo morto, para modulação unipolar, durante o semiciclo negativo da tensão de saída, apresenta quatro etapas de operação, mostradas nas Figura 24 a Figura 29. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, t_1) – Chaves S_2 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 24;

2ª Etapa (t_1, t_2) – Chaves S_2 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 25 e Figura 26;

3ª Etapa (t_2, t_3) – Chaves S_2 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 27;

4ª Etapa (t_3, t_4) – Chaves S_1 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 28 e Figura 29.

Ao finalizar a quarta etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas na Figura 30. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1, S_2, S_3 e S_4), denominados de v_{g1}, v_{g2}, v_{g3} e v_{g4}, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

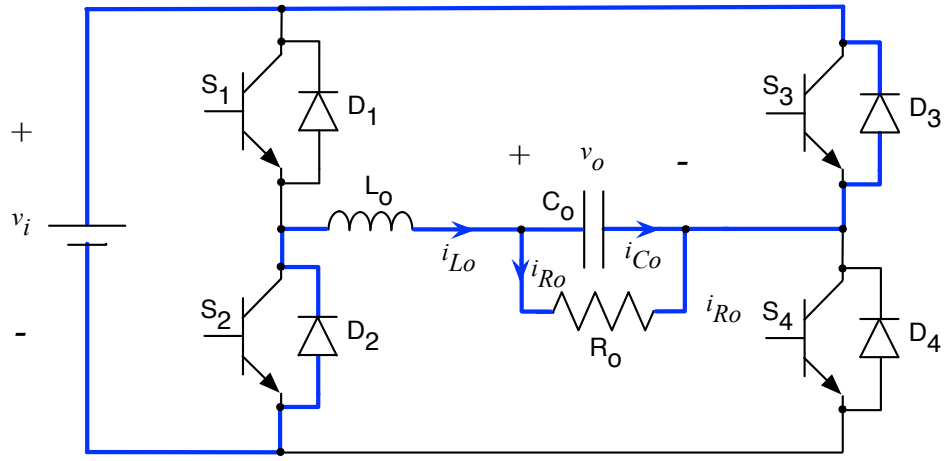


Figura 24 – Primeira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o<0$.

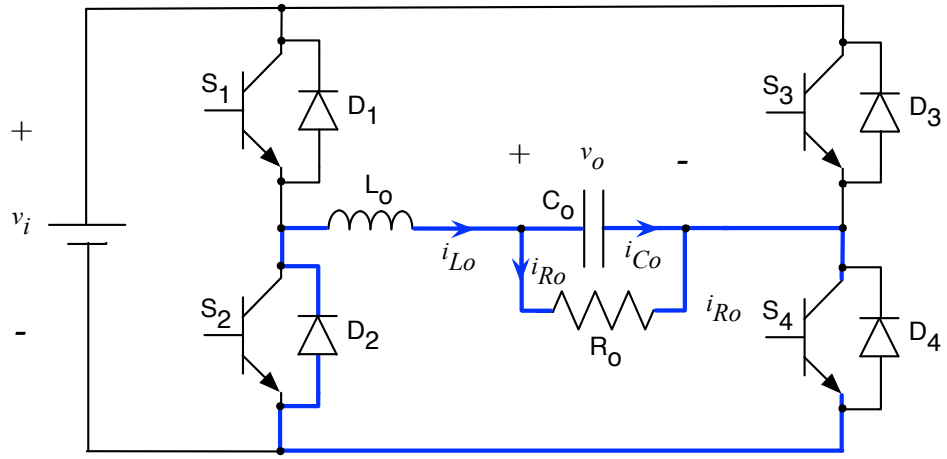


Figura 25 – Segunda etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente positiva, sem tempo morto e $v_o<0$.

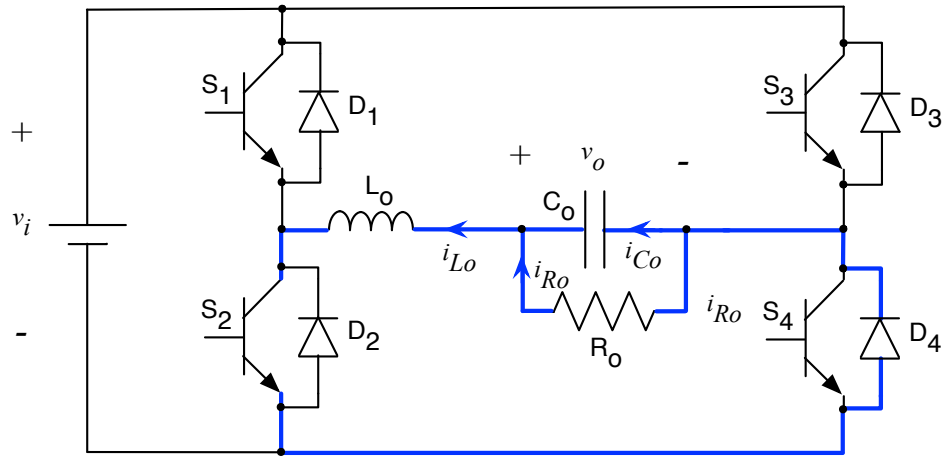


Figura 26 – Segunda etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente negativa, sem tempo morto e $v_o<0$.

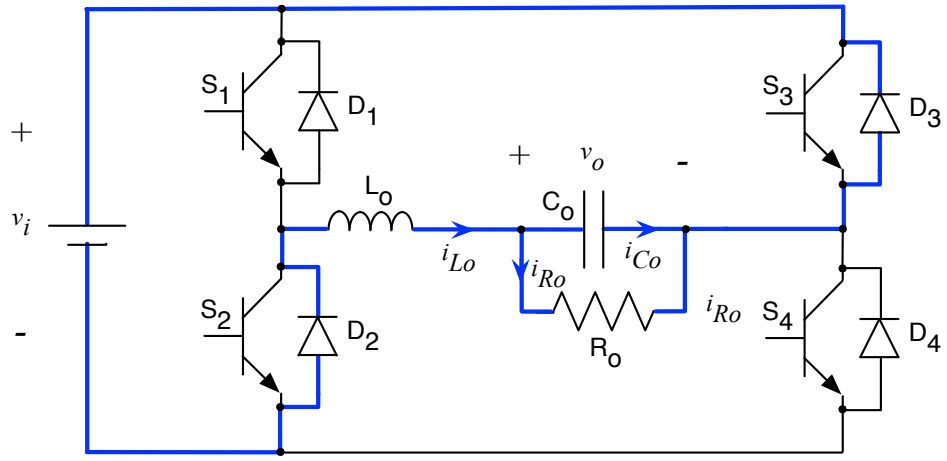


Figura 27 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o<0$.

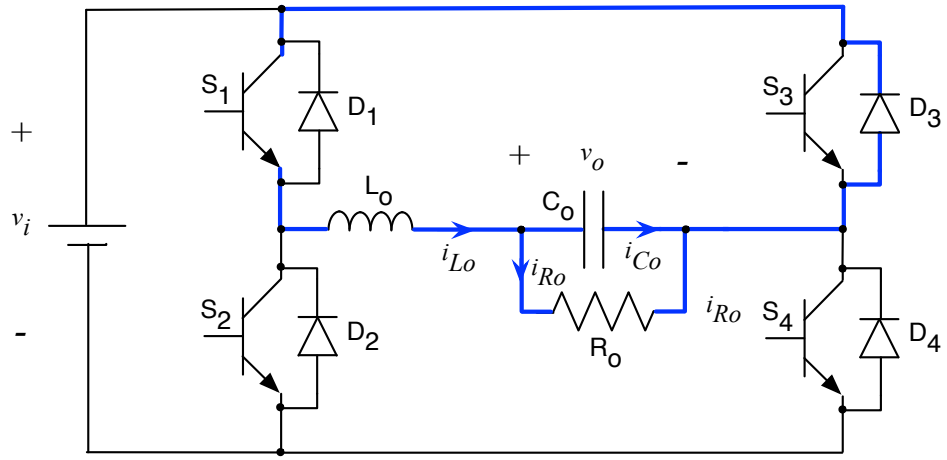


Figura 28 – Quarta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente positiva, sem tempo morto e $v_o<0$.

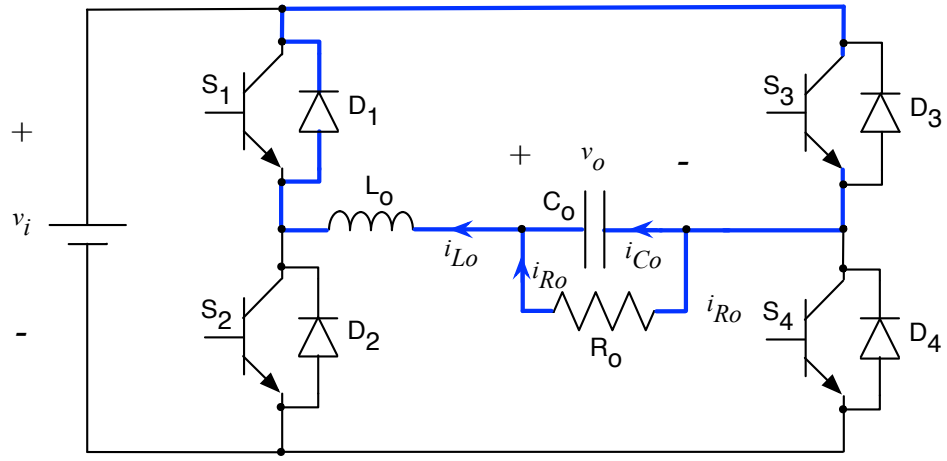


Figura 29 – Quarta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, corrente negativa, sem tempo morto e $v_o<0$.

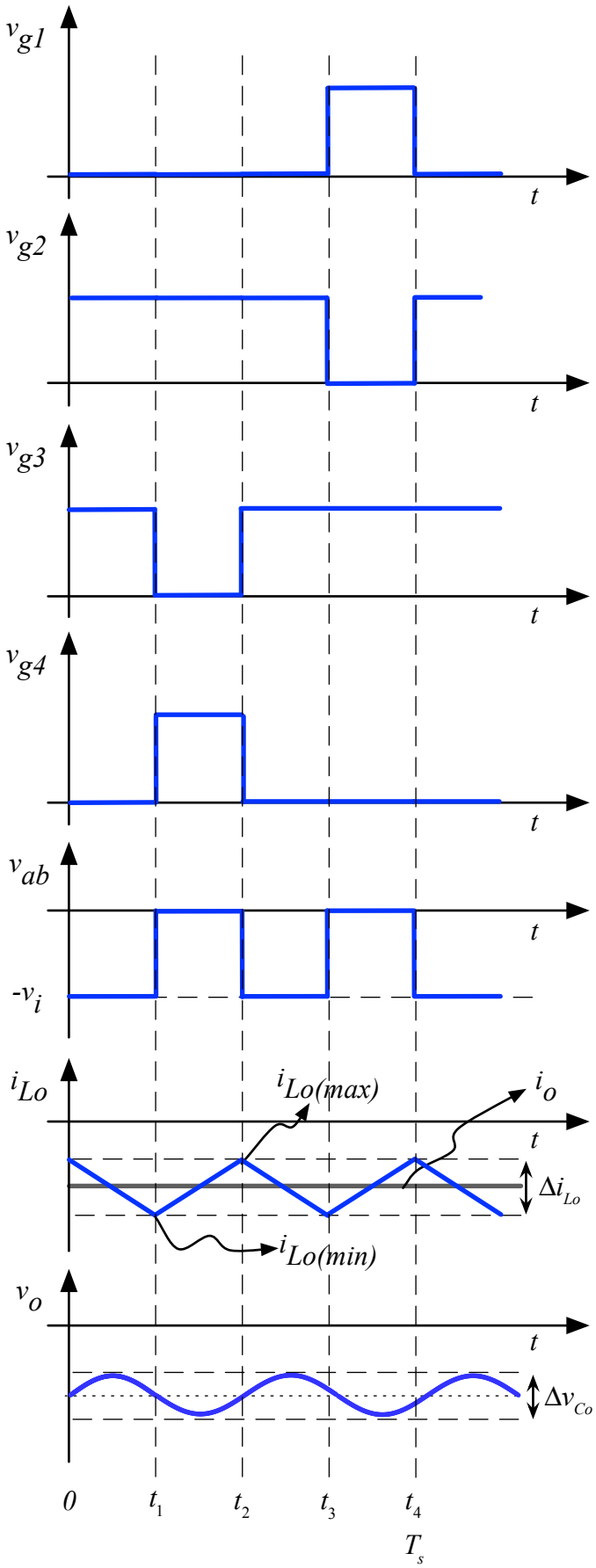


Figura 30 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa para modulação três níveis, sem tempo morto e $v_o<0$.

2.2.1 Operação com Tempo Morto e Semiciclo Positivo na Saída

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e com tempo morto, para modulação unipolar, durante o semiciclo positivo da tensão de saída, apresenta oito etapas de operação, mostradas nas Figura 31 a Figura 40. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, t_1) – Chaves S_1 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte, isto é, $+v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 31;

2ª Etapa (t_1, t_2) – Chave S_1 conduzindo (*on*) e chaves S_2, S_3 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero ou igual a $+v_i$, dependendo do sentido da corrente no indutor. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e D_3 ou S_1/D_1 e D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) está ou não desconectada da saída e ocorre a magnetização ou desmagnetização do indutor L_o, dependendo do sentido da corrente no mesmo, e por isso se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 32 e Figura 33. Nesta etapa, o tempo morto ocorre entre a comutação da chaves S_3 e S_4;

3ª Etapa (t_2, t_3) – Chaves S_1 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 34 e Figura 35;

4ª Etapa (t_3, t_4) – Idêntica a segunda etapa;

5ª Etapa (t_4, t_5) – Idêntica a primeira etapa (Figura 36);

6ª Etapa (t_5, t_6) – Chave S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_1, S_2 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero ou igual a $+v_i$, dependendo do sentido da corrente no indutor. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_4/D_4 e D_2 ou S_4/D_4 e D_1. Nesta etapa a fonte (v_i) está ou não desconectada da saída e ocorre a magnetização ou desmagnetização do indutor L_o, dependendo do sentido da corrente no mesmo, e por isso se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 37 e Figura 38. Nesta etapa, o tempo morto ocorre entre a comutação da chaves S_1 e S_2;

7ª Etapa (t_6, t_7) – Chaves S_2 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_4/D_4. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída

e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 39 e Figura 40.

8ª Etapa (t_7, t_8) – Idêntica a sexta etapa.

Ao finalizar a oitava etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas na Figura 41. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1, S_2, S_3 e S_4), denominados de v_{g1}, v_{g2}, v_{g3} e v_{g4}, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

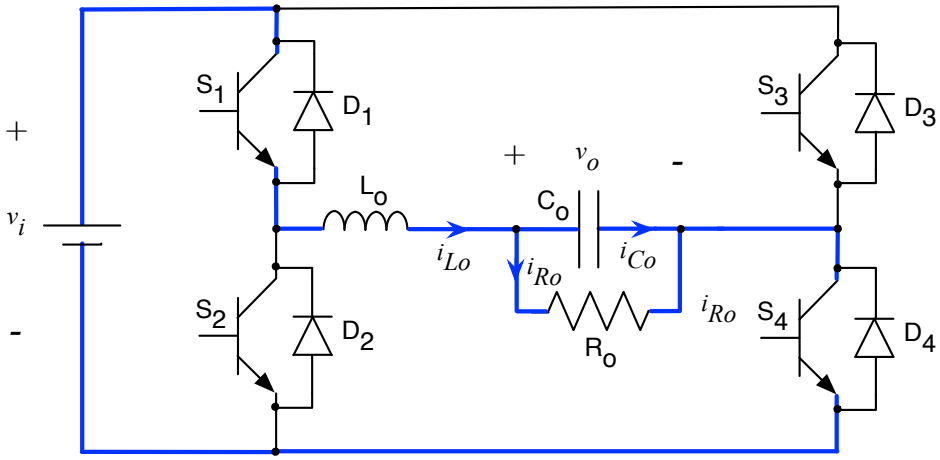


Figura 31 – Primeira (e quinta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto e $v_o>0$.

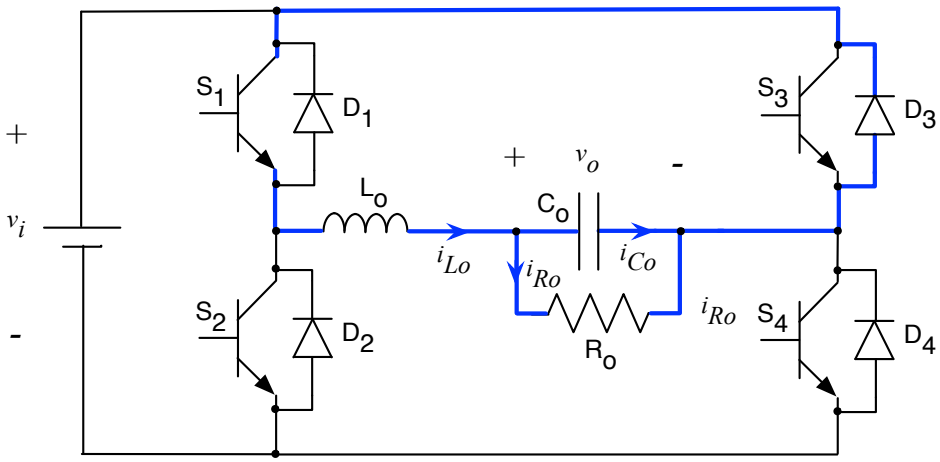


Figura 32 – Segunda (e quarta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o>0$.

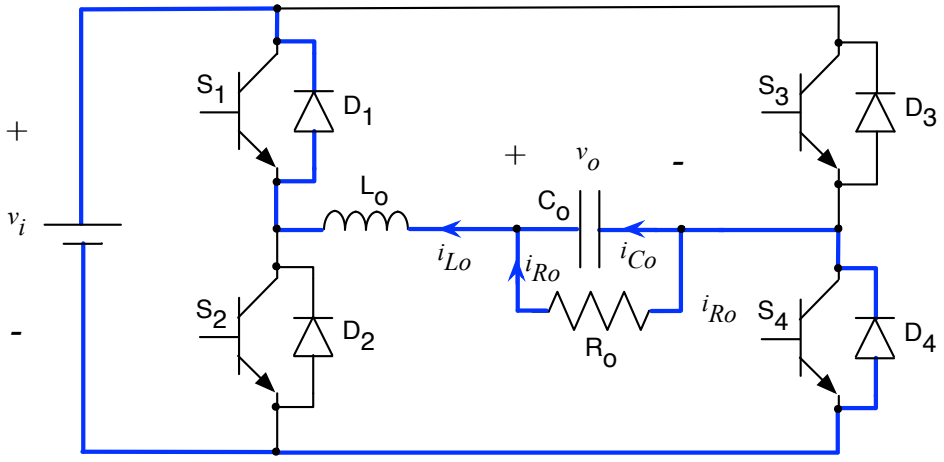


Figura 33 – Segunda (e quarta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o>0$.

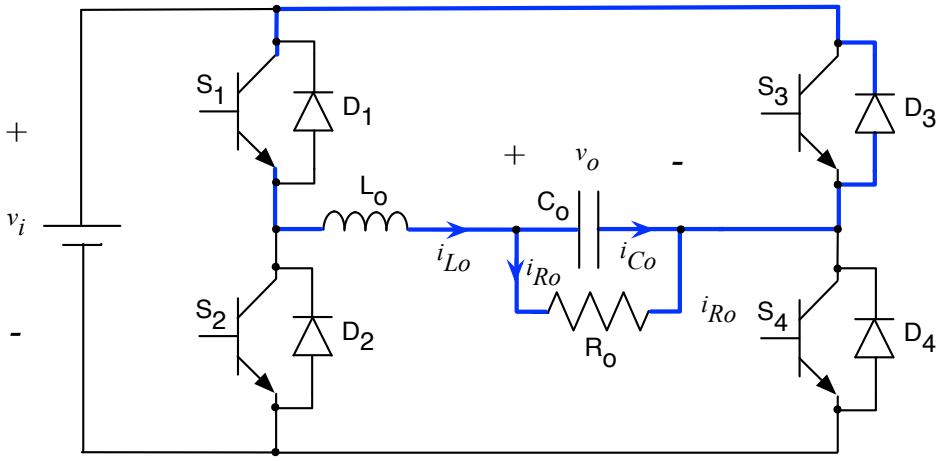


Figura 34 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o>0$.

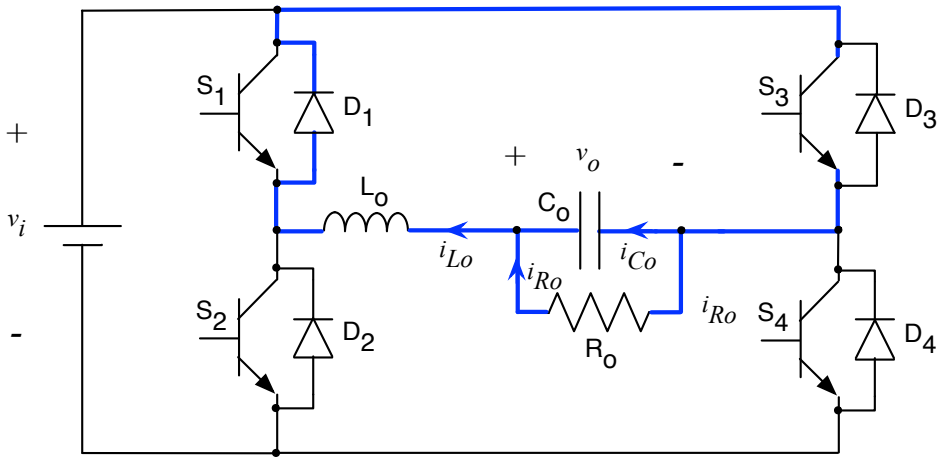


Figura 35 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o>0$.

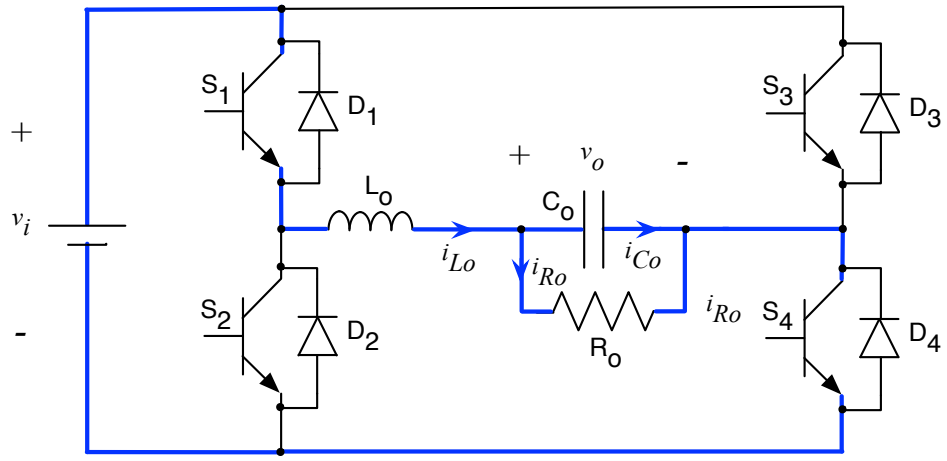


Figura 36 – Quinta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto e $v_o>0$.

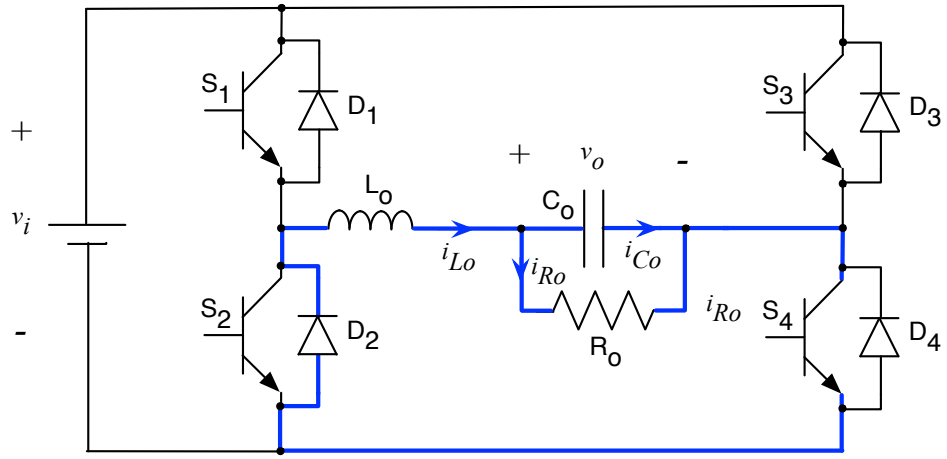


Figura 37 – Sexta (e oitava) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o>0$.

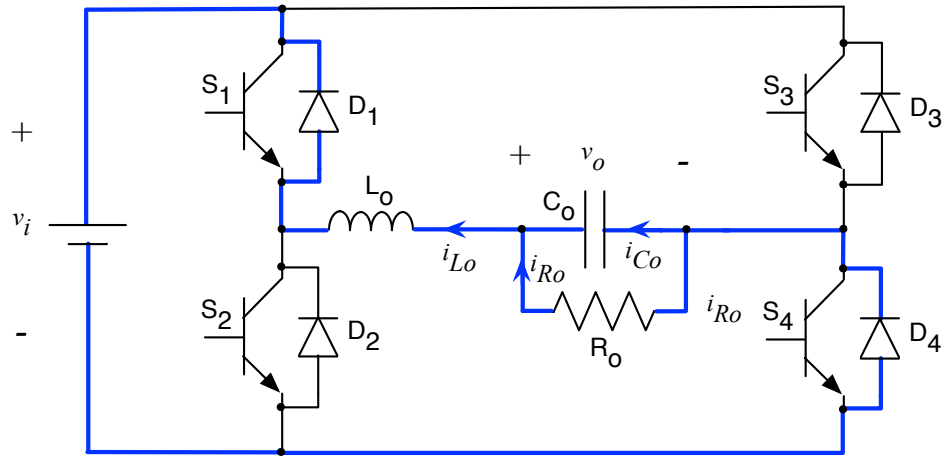


Figura 38 – Sexta (e oitava) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o>0$.

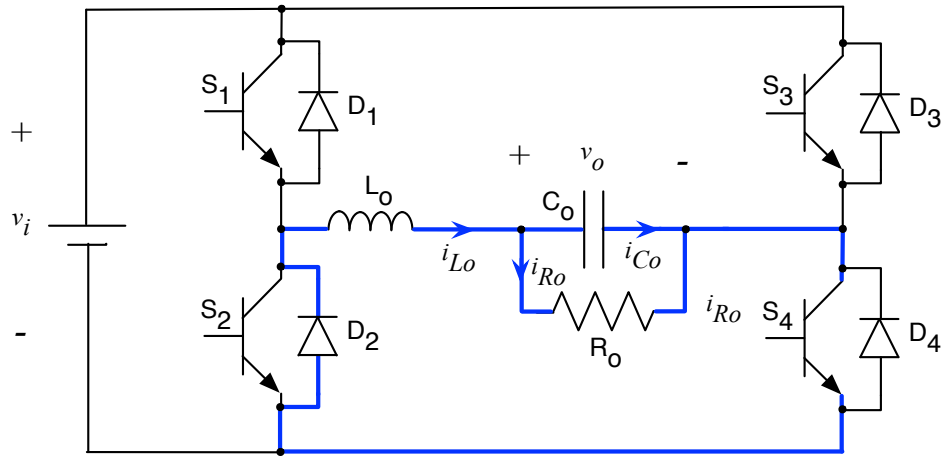


Figura 39 – Sétima etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e v_o>0.

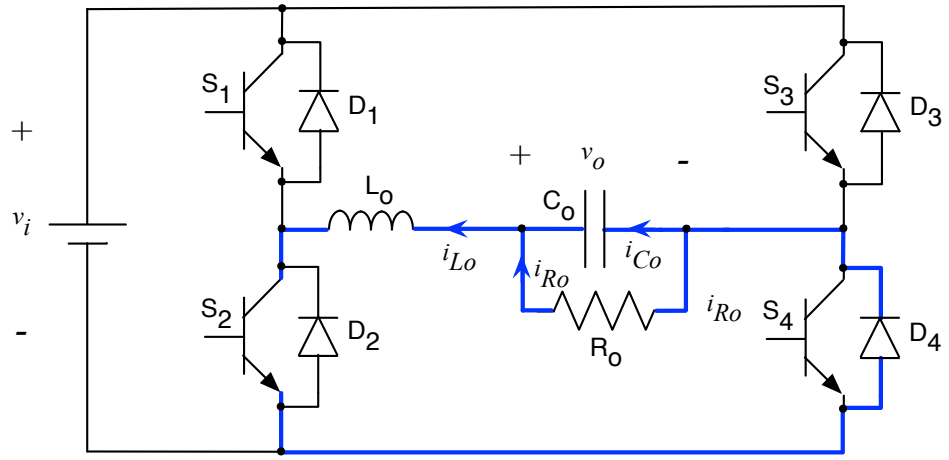


Figura 40 – Sétima etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e v_o>0.

O número de etapas de conversor ponte completa operando com modulação três níveis e tempo morto é grande, a depender de como foi realizada a estratégia de modulação. Em outras palavras, a sequência de etapas pode ficar diferente conforme a implementação do circuito de modulação. Por exemplo, no tempo morto, pode-se usar a estratégia de abrir todas as chaves. Neste caso as etapas ficariam ligeiramente diferentes, inclusive afetando as formas de onda mostradas na Figura 41. Por isso, a sequência apresentada aqui é a mais comum empregada em inversores de tensão.

Destaca-se ainda que a alternância entre o comando das chaves S_1 e S_3 e S_2 e S_4 para gerar o nível zero na saída é realizado para distribuir de maneira uniforme o aquecimento entre as chaves, utilizando todas elas, seja no semiciclo positivo da tensão de saída, ou no semiciclo negativo, como será visto na sequência.

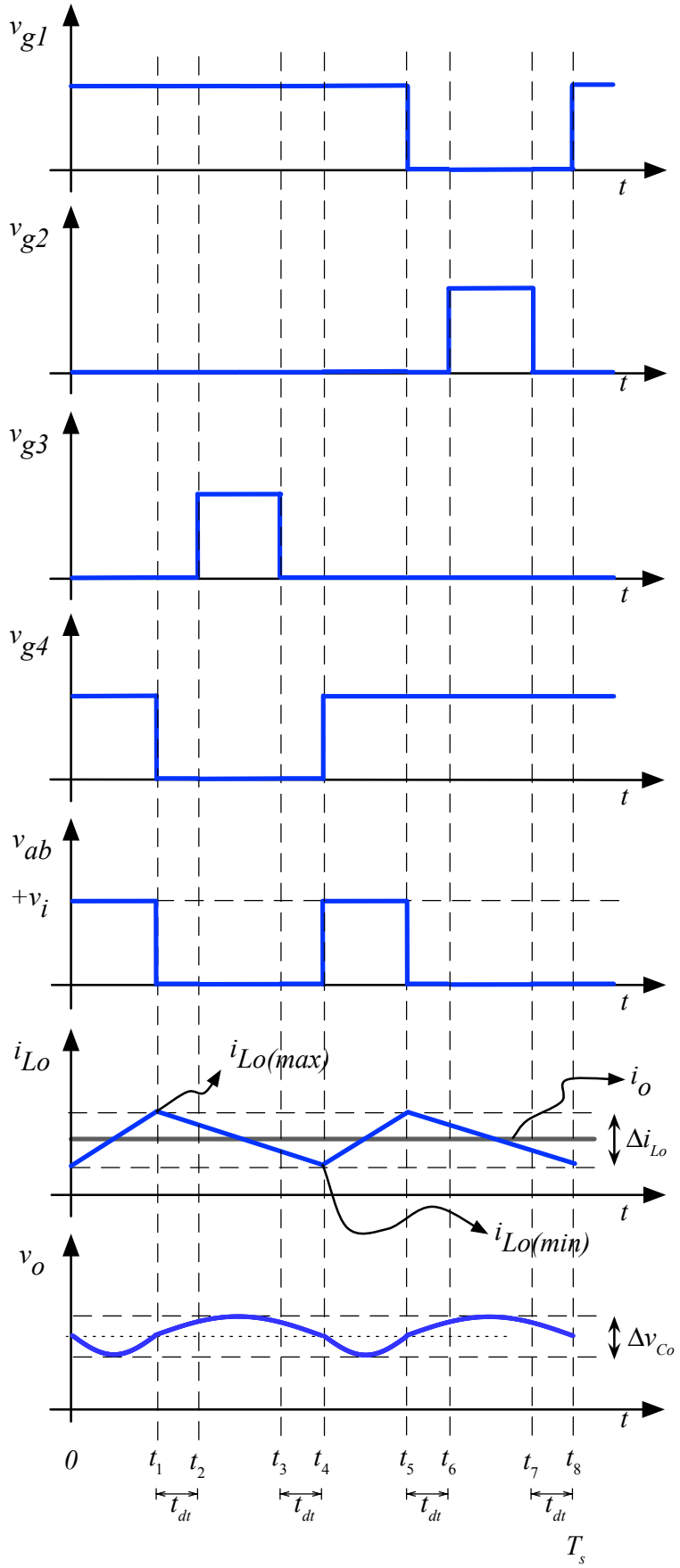


Figura 41 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa para modulação três níveis, com tempo morto e $v_o>0$.

2.2.1 Operação com Tempo Morto e Semiciclo Negativo na Saída

O inversor de tensão ponte completa operando no modo de condução contínua e com tempo morto, para modulação unipolar, durante o semiciclo negativo da tensão de saída, apresenta oito etapas de operação, mostradas nas Figura 42 a Figura 51. Estas etapas de operação são:

1ª Etapa (0, t_1) – Chaves S_2 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a tensão da fonte invertida, isto é, $-v_i$. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) fornece energia para a saída e para a magnetização do indutor L_o. Esta etapa está mostrada na Figura 42;

2ª Etapa (t_1, t_2) – Chave S_2 conduzindo (*on*) e chaves S_1, S_3 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero ou igual a $-v_i$, dependendo do sentido da corrente no indutor. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_2/D_2 e D_4 ou S_2/D_2 e D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está ou não desconectada da saída e ocorre a magnetização ou desmagnetização do indutor L_o, dependendo do sentido da corrente no mesmo, e por isso se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 43 e Figura 44. Nesta etapa, o tempo morto ocorre entre a comutação da chaves S_3 e S_4;

3ª Etapa (t_2, t_3) – Chaves S_2 e S_4 conduzindo (*on*) e chaves S_1 e S_3 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 45 e Figura 46;

4ª Etapa (t_3, t_4) – Idêntica a segunda etapa;

5ª Etapa (t_4, t_5) – Idêntica a primeira etapa (Figura 47);

6ª Etapa (t_5, t_6) – Chave S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_1, S_2 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero ou igual a $-v_i$, dependendo do sentido da corrente no indutor. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_3/D_3 e D_1 ou S_3/D_3 e D_2. Nesta etapa a fonte (v_i) está ou não desconectada da saída e ocorre a magnetização ou desmagnetização do indutor L_o, dependendo do sentido da corrente no mesmo, e por isso se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 48 e Figura 49. Nesta etapa, o tempo morto ocorre entre a comutação da chaves S_1 e S_2;

7ª Etapa (t_6, t_7) – Chaves S_1 e S_3 conduzindo (*on*) e chaves S_2 e S_4 abertas (*off*). A tensão entre os pontos "a" e "b" será igual a zero. A corrente circula por L_o, pela saída e pelas chaves S_1/D_1 e S_3/D_3. Nesta etapa a fonte (v_i) está desconectada da saída

e ocorre a desmagnetização do indutor L_o. Conforme o sentido da corrente no indutor se tem a condução de chaves e diodos diferentes, como mostrado nas Figura 50 e Figura 51.

8ª Etapa (t_7, t_8) – Idêntica a sexta etapa.

Ao finalizar a oitava etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do inversor de tensão ponte completa são mostradas na Figura 52. Nesta figura tem-se os sinais de comando dos interruptores (S_1, S_2, S_3 e S_4), denominados de v_{g1}, v_{g2}, v_{g3} e v_{g4}, a seguir a tensão entre os pontos "a" e "b", v_{ab}. Posteriormente se tem a corrente no indutor (i_{Lo}) e a tensão de saída (v_o).

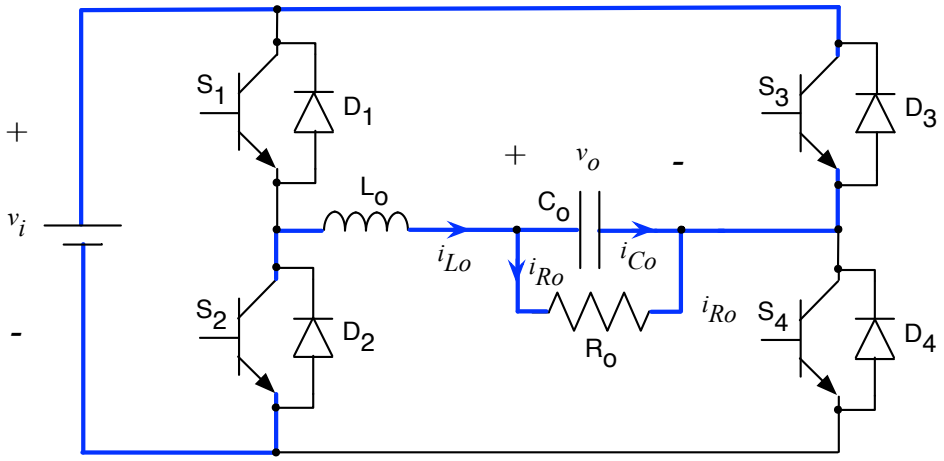


Figura 42 – Primeira (e quinta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto e $v_o<0$.

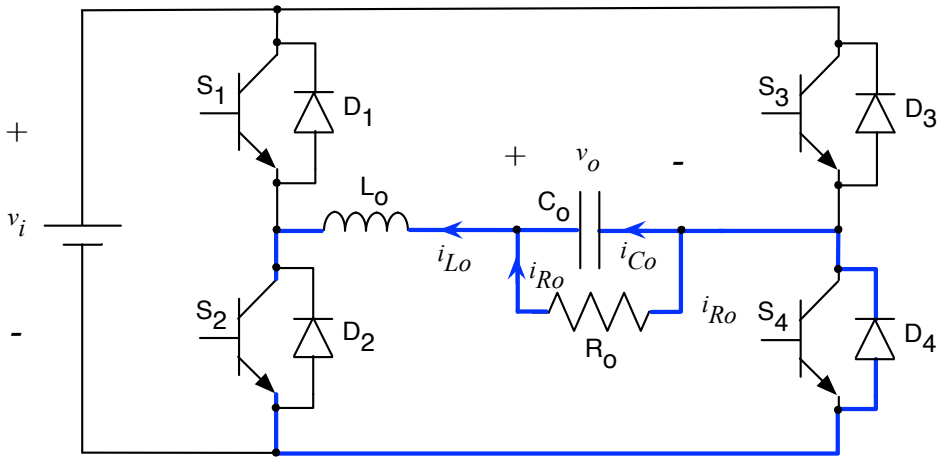


Figura 43 – Segunda (e quarta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o<0$.

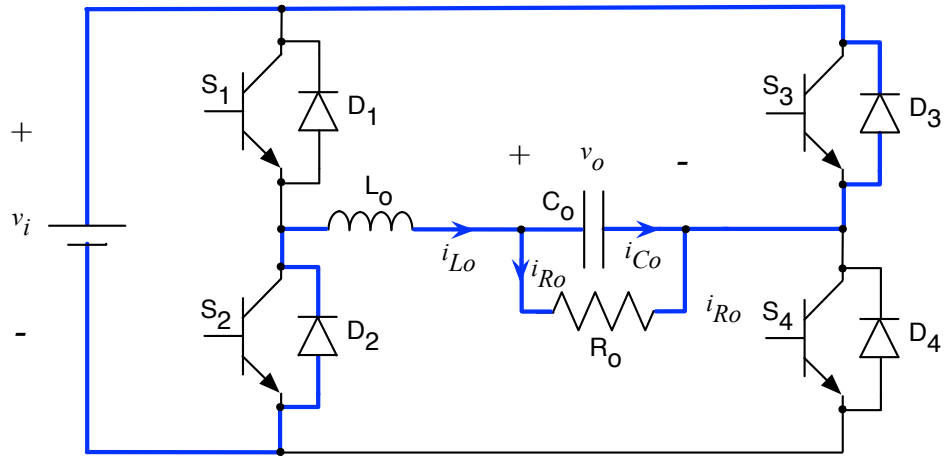


Figura 44 – Segunda (e quarta) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o<0$.

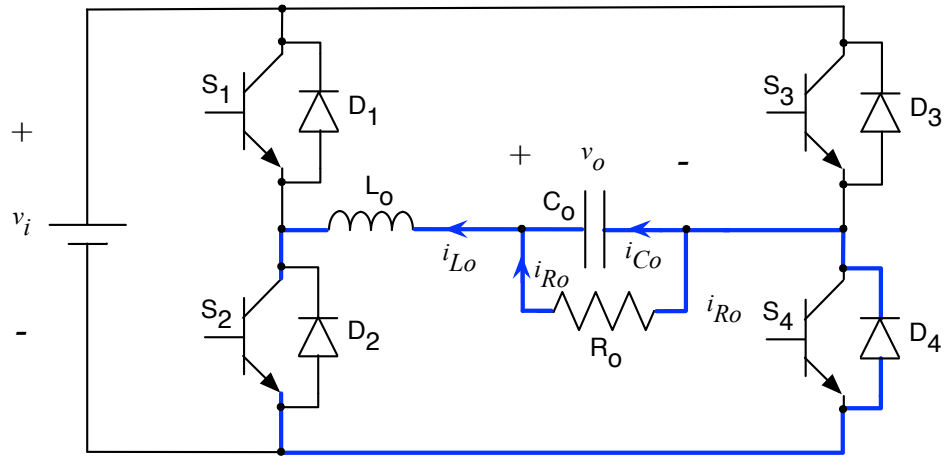


Figura 45 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o<0$.

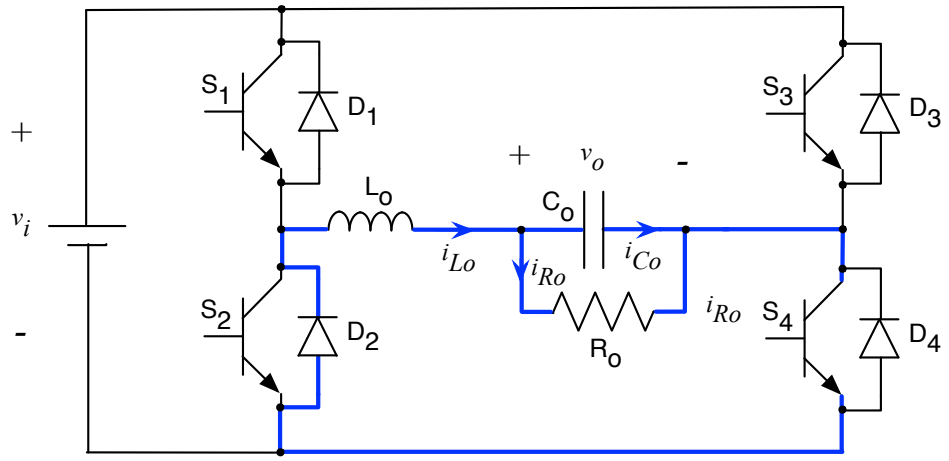


Figura 46 – Terceira etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o<0$.

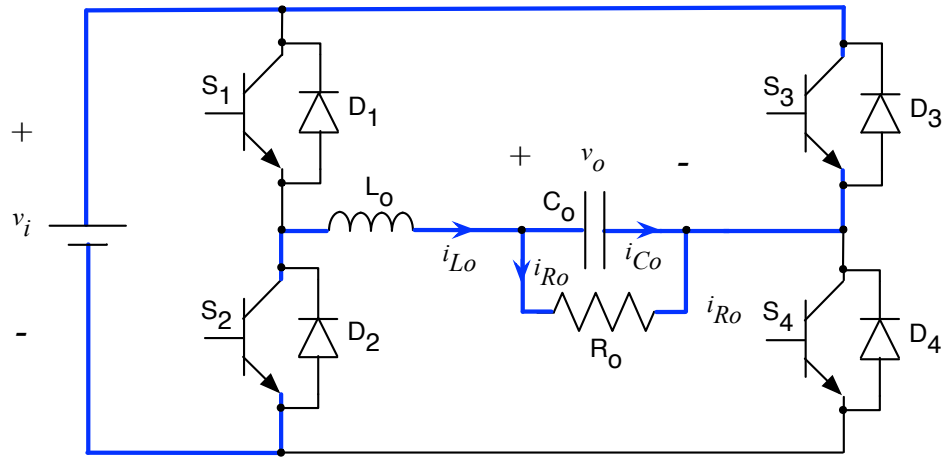


Figura 47 – Quinta etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto e $v_o<0$.

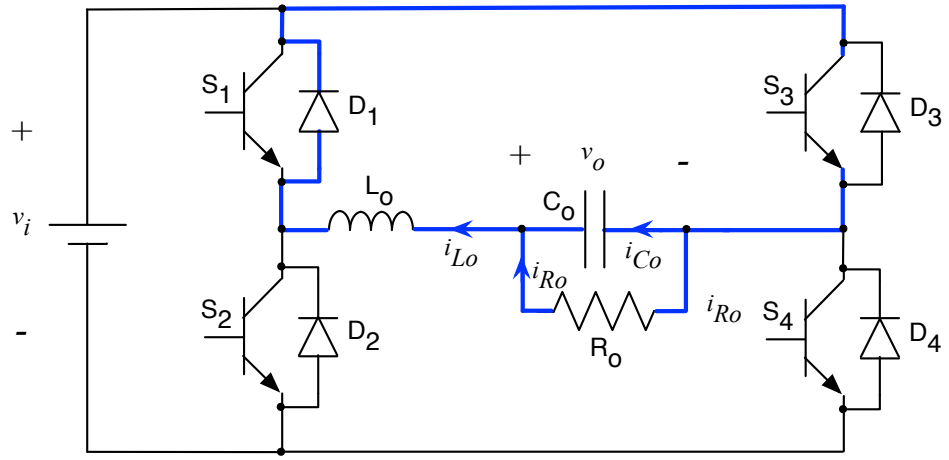


Figura 48 – Sexta (e oitava) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o<0$.

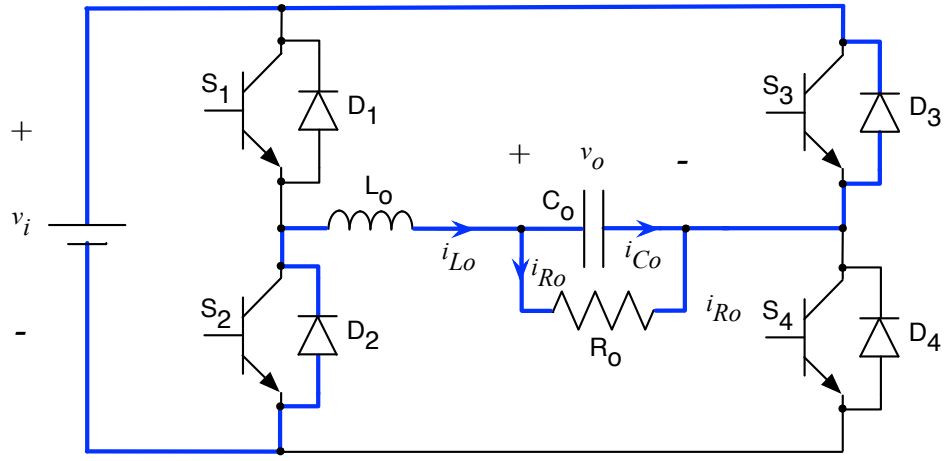


Figura 49 – Sexta (e oitava) etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o<0$.

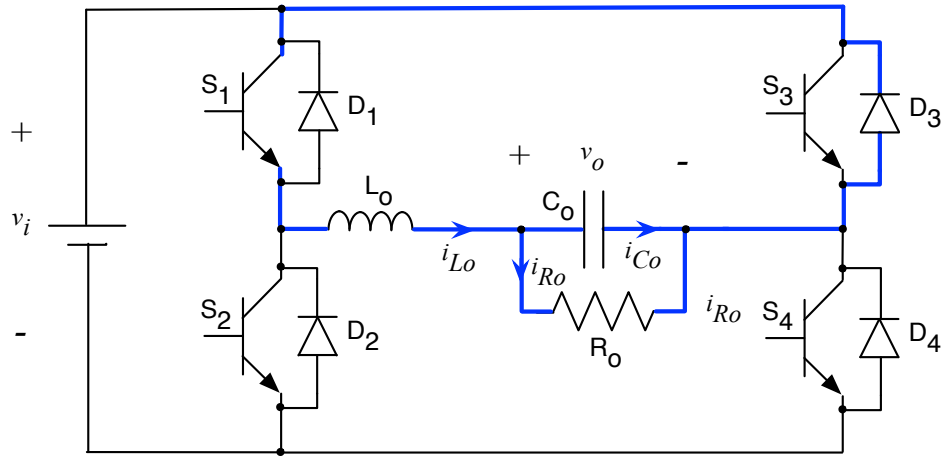


Figura 50 – Sétima etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente positiva e $v_o<0$.

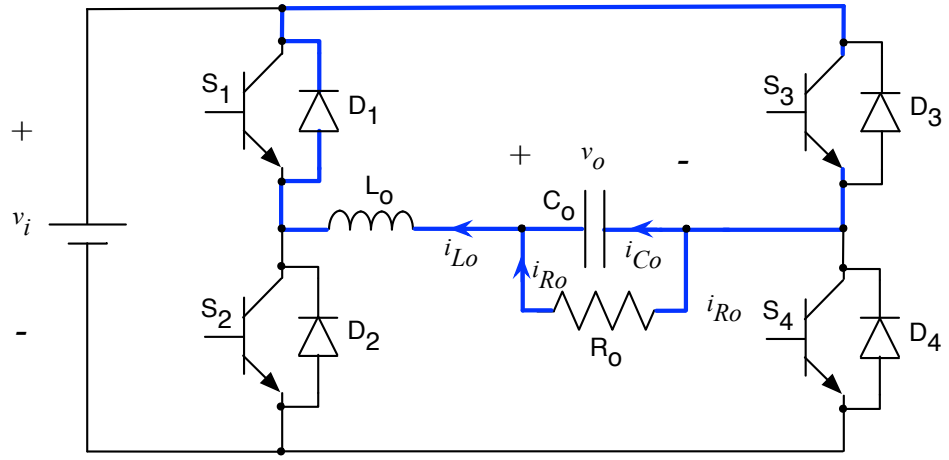


Figura 51 – Sétima etapa de operação do inversor com modulação três níveis, com tempo morto, corrente negativa e $v_o<0$.

O número de etapas de conversor ponte completa operando com modulação três níveis e tempo morto é grande, a depender de como foi realizada a estratégia de modulação. Do mesmo modo que nas etapas de operação para o semiciclo positivo, a sequência de etapas pode ficar diferente conforme a implementação do circuito de modulação.

Na modulação três níveis, as etapas no semiciclo negativo são diferentes das etapas do semiciclo positivo. No conversor dois níveis, as etapas são semelhantes nos dois semiciclos da tensão de saída, mudando apenas a largura de pulsos dos interruptores correspondentes (S_1 e S_4 ou S_2 e S_3), por exemplo.

Assim como no semiciclo positivo, o tempo morto sendo pequeno, interferirá pouco nas formas de onda da saída do conversor, por isso na análise teórica é comum se desprezar este tempo. De todo modo, destaca-se que na modulação três níveis são quatro etapas de tempo morto por período de comutação, o que de fato pode implicar um tempo razoável nestas etapas de operação.

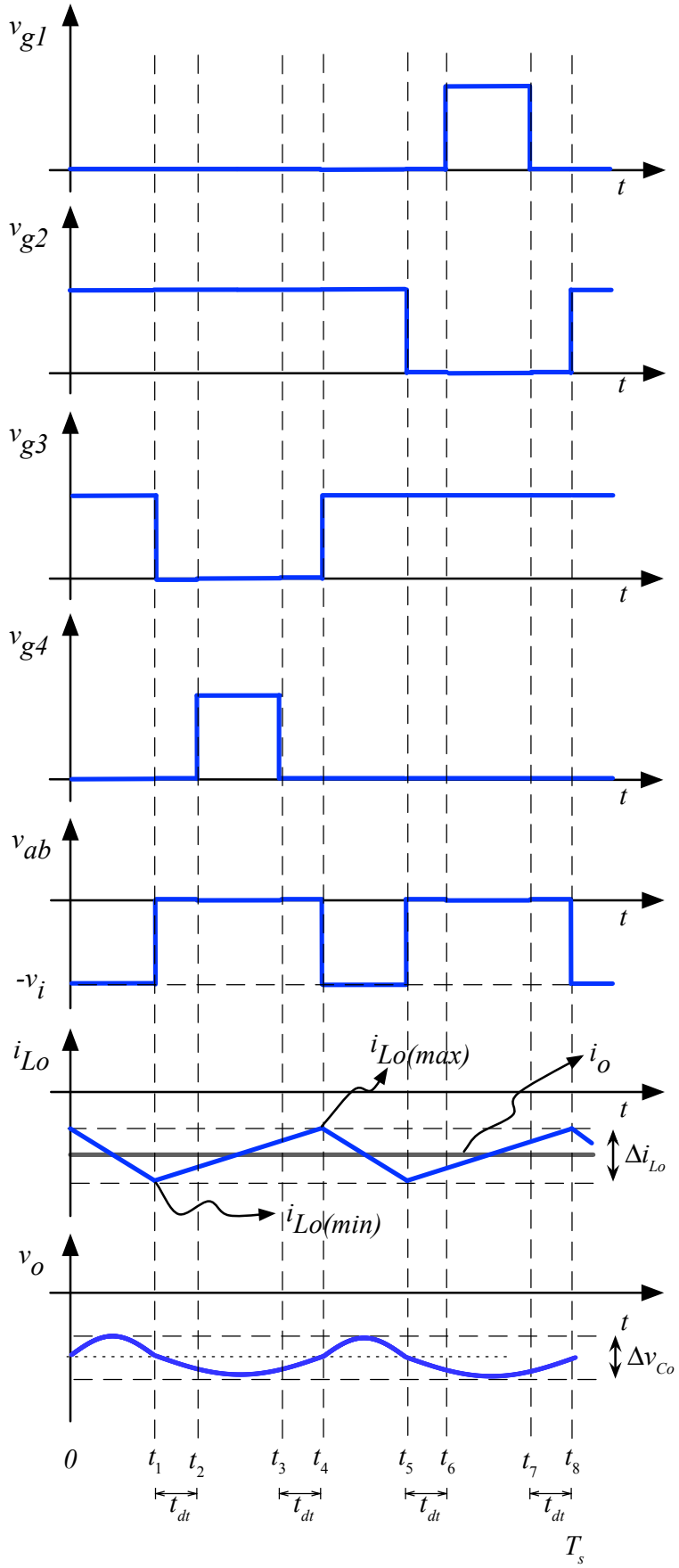


Figura 52 – Formas de onda do inversor de tensão ponte completa para modulação três níveis, com tempo morto e $v_o<0$.

2.3 Análise do Inversor de Tensão Completa – Modulação Unipolar

A seguir será realizada a análise do conversor em estudo, visando determinar sua tensão de saída, a corrente nos elementos do circuito e os esforços nos semicondutores, neste caso para operação com modulação três níveis (unipolar). Nesta análise será desprezado o tempo morto e os componentes serão considerados ideais.

2.3.1 Tensão de Saída

A tensão de entrada (v_i) está representada na Figura 6 pelo seu valor médio, por se tratar de uma tensão contínua. Por sua vez, a tensão de saída (v_o) está representada por seu valor instantâneo. Seus valores de pico e eficaz (RMS) são facilmente determinados, visto se estar estudando inversores de tensão alternada com saída senoidal. Assim:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}}.$$

A frequência de comutação (chaveamento) dos interruptores seré denominada de F_s. Portanto, o período de comutação será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

Os intervalos de condução (T_{on}) e bloqueio (T_{off}) das chaves serão dados por:

$$T_{on(S_1)} = D \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_2)} = \left(1 - D\right) \cdot T_s;$$

$$T_{off(S_3)} = D \cdot T_s + \Delta t;$$

$$T_{on(S_4)} = \left(1 - D\right) \cdot T_s + \Delta t.$$

Deve-se lembrar que os tempos de comutação dos interruptores S_3 e S_4, em relação aos interruptores S_1 e S_2, possuem uma defasagem (Δt), em virtude da modulação três níveis.

A relação entre o tempo em que a chave S_1 está ligada e o período total é denominada de razão cíclica ou razão de trabalho, dada por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

A tensão média entre os pontos “a” e “b” será determinada a seguir, com base na forma de

onda mostrada na Figura 53.

$$V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\cdot T_s} v_i \cdot dt \quad ;$$

$$V_{ab(med)} = \frac{1}{T_s}\cdot V_i \cdot D \cdot T_s \quad ;$$

$$V_{ab(med)} = V_i \cdot D \quad .$$

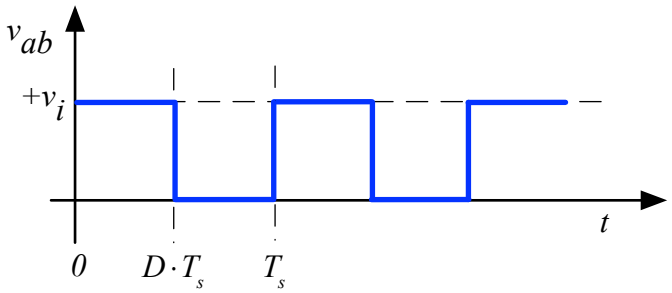


Figura 53 – Forma de onda da tensão entre os pontos "a" e "b" do inversor ponte completa com modulação bipolar (dois níveis).

Para determinar a tensão média na saída precisa-se obter a tensão média no indutor. Esta tensão em regime permanente deve ser zero, pois o indutor é magnetizado e desmagnetizado a cada período de comutação. Do contrário, o mesmo iria armazenar energia a cada período de comutação e sua corrente cresceria até infinito. A forma de onda da tensão sobre o indutor é mostrada na Figura 54.

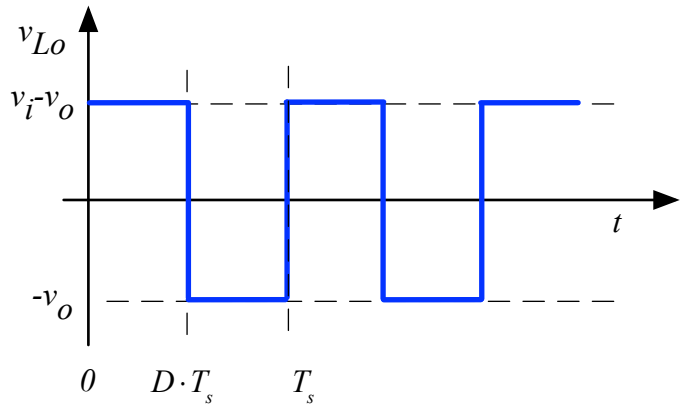


Figura 54 – Forma de onda da tensão sobre o indutor no conversor ponte completa com modulação bipolar.

Assim, conforme demonstrado nos conversores cc-cc, tem-se:

$$V_{Lo} = 0 \quad .$$

Portanto, a tensão média na saída é obtida por:

$$V_o = V_i \cdot D \rightarrow -1 \leq D \leq 1$$

A relação obtida acima é idêntica aquela do conversor Buck cc-cc, estudado nos capítulos anteriores deste curso, com a diferença de que agora a razão cíclica irá variar entre -1 e 1.

2.3.2 Ganho Estático do Inversor de Tensão Ponte Completa Três Níveis

O ganho estático de um conversor é a relação entre sua tensão de saída e entrada, em valores médios. Assim, para o inversor de tensão ponte completa em condução contínua se tem:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \rightarrow -1 \leq D \leq 1$$

O comportamento da relação entre a tensão de saída e de entrada para variações na razão cíclica entre menos cem (-100) e cem (100) por cento é mostrado na Figura 55. Nota-se pela Figura 55 que o comportamento do ganho estático do conversor é linear em relação às variações da razão cíclica, em termos de valores médios. Este comportamento é idêntico ao observado nos conversores cc-cc, com a diferença que agora a variação do ganho estático assume valores positivos e negativos, visto se tratar de um inversor de tensão. Isso ocorre porque o comportamento estático do conversor independe de seu filtro (L_o e C_o). Já o comportamento transitório, para fins de controle e proteção do conversor, dependerá destes elementos.

É importante destacar, observando-se a Figura 55 e a expressão que determina a tensão de saída do conversor, que este tem característica de abaixador de tensão, isto é, a tensão de saída (V_o) sempre será menor do que a tensão de entrada (V_i), para qualquer valor de razão cíclica (D).

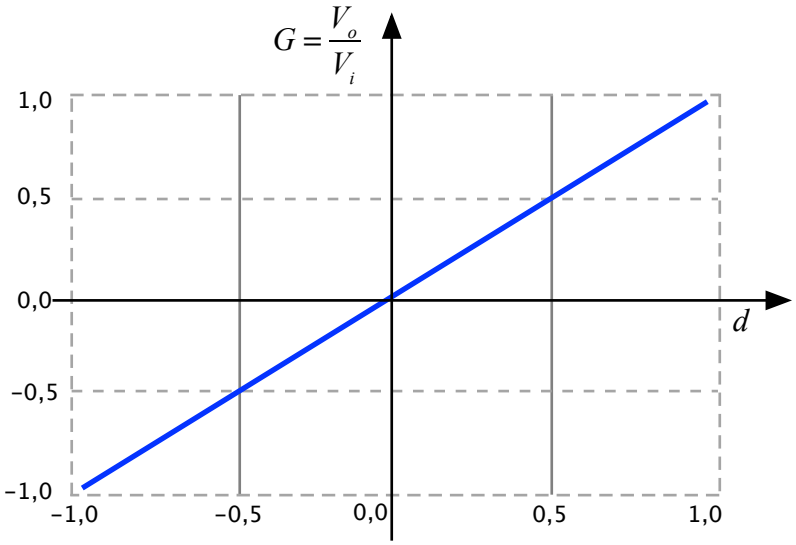


Figura 55 – Ganho estático do inversor de tensão ponte completa com modulação três níveis.

2.3.3 Correntes no Circuito

A corrente na carga será determinada por:

$$I_{o(ef)} = \frac{I_{o(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

O valor médio da corrente no indutor será idêntico a corrente de saída, visto que a corrente média no capacitor deve ser nula. Isso ocorre em regime permanente considerando que a cada período de comutação o capacitor é carregado e descarregado, não totalmente, mas apenas para que sua tensão permaneça estabilizada. Se a corrente média no capacitor fosse diferente de zero, este seria carregado até valores infinitos de tensão, por exemplo. Deste modo:

$$I_{Lo} = I_o \rightarrow \Delta I_{Lo} \simeq 0 .$$

Já a corrente de pico no indutor dependerá da ondulação de corrente, que pode ser determinada no intervalo de condução da chave. A corrente em um indutor é determinada pela expressão a seguir:

$$v_{Lo}(t) = L_o \cdot \frac{d_{iLo}(t)}{dt} .$$

Considerando que a corrente terá comportamento linear, pode-se aproximar a expressão anterior por:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} .$$

Assim, considerando a primeira etapa de operação:

$$V_{Lo} = L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{\Delta t} \rightarrow \Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_{Lo}}{L_o} \cdot \Delta t = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot T_{on(S_1)} = \frac{V_i - V_o}{L_o} \cdot D \cdot T_s \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i - V_o}{L_o \cdot F_s} \cdot D = \frac{V_i - (D \cdot V_i)}{L_o \cdot F_s} \cdot D \ ;$$

$$\Delta I_{Lo} = \frac{V_i}{L_o \cdot F_s} \cdot \left(1 - D\right) \cdot D \quad .$$

Assim, o indutor pode ser determinado por:

$$L_o = \frac{V_i}{\Delta I_{Lo} \cdot F_s} \cdot \left(1 - D\right) \cdot D \quad .$$

O comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica pode ser observada na Figura 56. Este gráfico foi elaborado considerando-se a ondulação de corrente parametrizada em função de V_i, L_o e F_s. Assim, pela Figura 56 pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no indutor, que ocorre para D = 0,5, deve-se também considerar $F_s = 2 \cdot F_s$, como sendo:

$$\Delta I_{Lo(\max)} = \frac{V_i}{8 \cdot L_o \cdot F_s} \quad .$$

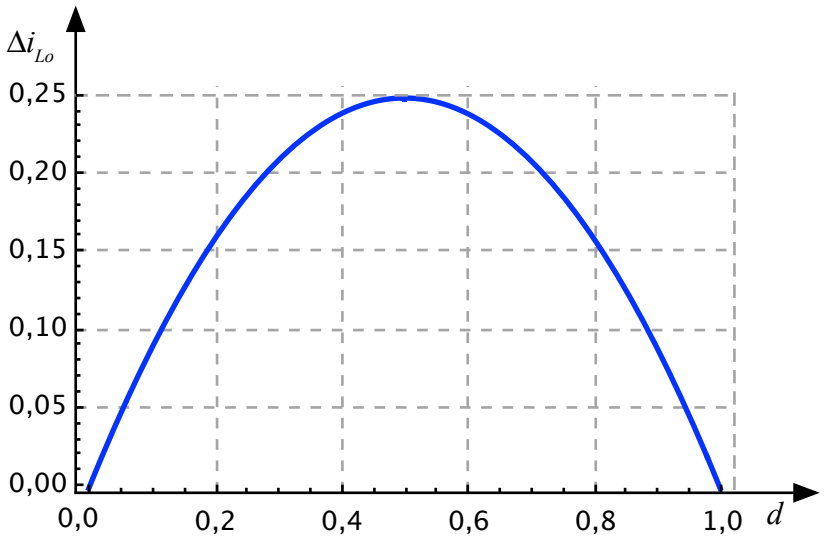


Figura 56 – Comportamento da ondulação de corrente em função da razão cíclica.

Assim, a corrente máxima no indutor será a soma de sua corrente média/pico com a metade da ondulação de corrente, pois esta insere uma variação para mais e para menos na corrente deste elemento.

$$I_{Lo(\max)} = I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad .$$

Considerando que toda ondulação de corrente do indutor (ΔI_{Lo}) circula pelo capacitor, sua corrente eficaz será dada por:

$$I_{Co(ef)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} \ .$$

Por sua vez, a corrente máxima (de pico) no capacitor será:

$$I_{Co(\max)} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \ .$$

Já a corrente eficaz no indutor será a soma quadrática da corrente eficaz de saída e da corrente eficaz no capacitor de filtro:

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{I_{Co(ef)}^2 + I_o^2} \ ;$$

$$I_{Lo(ef)} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{2 \cdot \sqrt{3}} \right)^2 + \left(I_o \right)^2} \ .$$

Vale destacar que todas as expressões determinadas anteriormente são deduzidas a partir das formas de onda apresentadas na Figura 52. Estas expressões tem validade para um período de comutação e próximo ao pico da tensão senoidal de saída. A rigor, estas expressões deveriam ser estendidas com envoltória senoidal, para se obter seu valor ao longo do perído do sinal de saída do conversor.

2.3.4 Rendimento do Conversor

O circuito é ideal, resultando sem perdas. Pode-se demonstrar que:

$$P_o = V_o \cdot I_o \ .$$

$$P_i = V_i \cdot I_i \ .$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} = 1 \ ;$$

$$V_o \cdot I_o = V_i \cdot I_i \ ;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \ .$$

2.3.5 Esforços de Corrente e Tensão nos Semicondutores

A tensão máxima sobre as chaves é igual ao valor de pico da tensão de entrada:

$$V_{S1 \to S4} = V_{D1 \to D4} = V_{i(pk)} = V_i \ .$$

Já as correntes nos semicondutores, para fins de simplificação, serão consideradas igual a corrente de pico na carga:

$$I_{S1\rightarrow S4} = I_{D1\rightarrow D4} = I_{o(pk)}.$$

2.3.6 Ondulação na Tensão de Saída

A ondulação (*ripple*) na tensão de saída é determinada a partir da corrente que circula pelo capacitor de filtro, conforme pode ser observado na Figura 57. Adota-se aqui o mesmo procedimento realizado nos conversores cc-cc, resultando em:

$$\Delta V_{Co} = \frac{2 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot C_o \cdot F_s} \rightarrow \Delta V_{Co} = \frac{4 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot C_o \cdot L_o \cdot F_s^2}.$$

Assim, o capacitor pode ser determinado por:

$$C_o = \frac{2 \cdot \Delta I_{Lo}}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot F_s} \rightarrow C_o = \frac{4 \cdot V_i}{\pi^3 \cdot \Delta V_{Co} \cdot L_o \cdot F_s^2}.$$

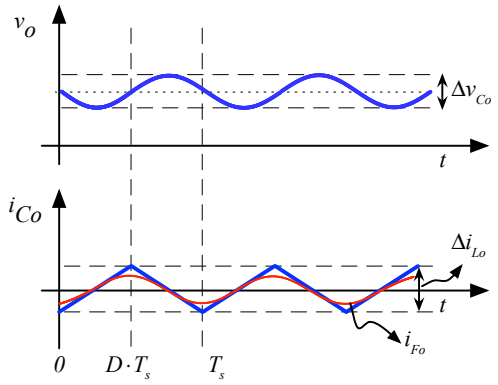


Figura 57 – Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de filtro.

2.3.7 Índice de Modulação

A modulação de um inversor ponte completa é realizada conforme estudado nos capítulos anteriores e mostrada na Figura 58.

Lembrando que o ganho estático do conversor ponte completa três níveis é dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = D \rightarrow -1 \leq D \leq 1.$$

Ainda conforme a Figura 58 e de acordo com os capítulos anteriores, a razão cíclica para modulação PWM senoidal será:

$$d(t) = IM \cdot seno(t).$$

Onde a razão cíclica é composta unicamente pela parte variável (*IM·seno(t)*).

O termo que determina a amplitude da parte variável é denominado de índice de modulação

(IM), e na verdade, representa a razão cíclica de um inversor, visto ser o elemento que determina a amplitude da tensão de saída. O índice de modulação é definido como a relação entre a tensão de pico na saída e a tensão na entrada, podendo variar entre 0 e 1 (0 e 100%), sendo dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} \rightarrow 0 \leq IM \leq 1$$

.

Como exemplo, se um inversor tem tensão contínua na entrada de 400 V e se a tensão de saída for de 220 V, então o índice de modulação será:

$$V_i = 400V, V_{o(pk)} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311V$$

;

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{311}{400} = 0,78$$

.

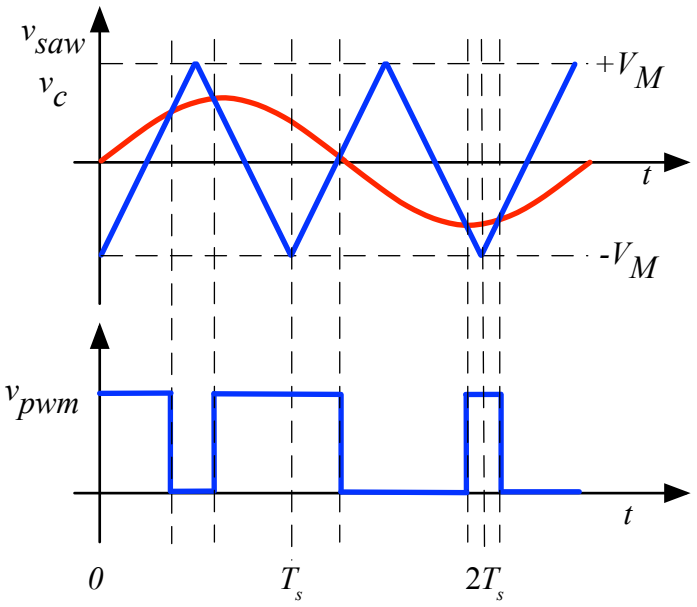


Figura 58 – Formas de onda da modulação do inversor ponte completa três níveis.

3 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação do inversor ponte completa operando com modulação PWM senoidal é realizada para fins de entendimento do princípio de funcioamento dos inversores de tensão, operando com modulação dois níveis e três níveis. Os valores utilizados são semelhantes aqueles que se utilizarão em laboratório, sendo com tensões e correntes compatíveis com os equipamentos de bancada disponíveis, pois o objetivo aqui é entender o princípio de funcionamento destes conversores. Em aplicações usuais estes conversores operam com tensões no nível da rede de energia elétrica.

3.1 Simulação do Inversor Ponte Completa Dois Níveis

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 59, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 20 V (médios). A carga possui uma resistência de 270 Ω. O filtro é formado pela indutância de 3 mH e pela capacitância de 680 µF. O tempo de simulação pode ser entre 150 ms e 200 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 µs). Note que a frequência de comutação é de 1 kHz. Os elementos ON1 a ON4 são utilizados pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a *drivers* de acionamento do interruptor.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 60, sendo que a tensão modulante é váriavel de 0 a 1 V e a portadora é uma triangular com amplitude de 1 V, como está mostrado na Figura 61.

A forma de onda para operação com índice de modulação de 20% é mostrada na Figura 61 onde se nota a tensão de entrada, a tensão de saída do inversor antes do filtro e a tensão filtrada. Também se mostra a corrente no indutor, onde se nota que o conversor está operando em condução contínua. Ainda, se mostram também as formas de onda da modulante, portadora e sinal de comando para o interruptor.

A Figura 62 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com índice de modulação de 50%. Por sua vez, a Figura 63 mostra as mesmas formas de onda, mas onde se modificou a frequência de comutação para 10 kHz, e os componentes da saída do conversor para L_o = 500 µH, C_o = 10 µF e R_o = 10 Ω. Isso foi feito para se ter uma situação mais próxima da real em aplicações industriais, mostrando-se a tensão de entrada, saída antes da filtragem e depois da filtragem, além da corrente na carga; notando-se o formato senoidal das mesmas.

Assim, esta primeira simulação tem por objetivo mostrar o funcionamento do inversor com ponte completa com modulação dois níveis. Na sequência serão apresentados os resultados para o conversor operando com modulação três níveis.

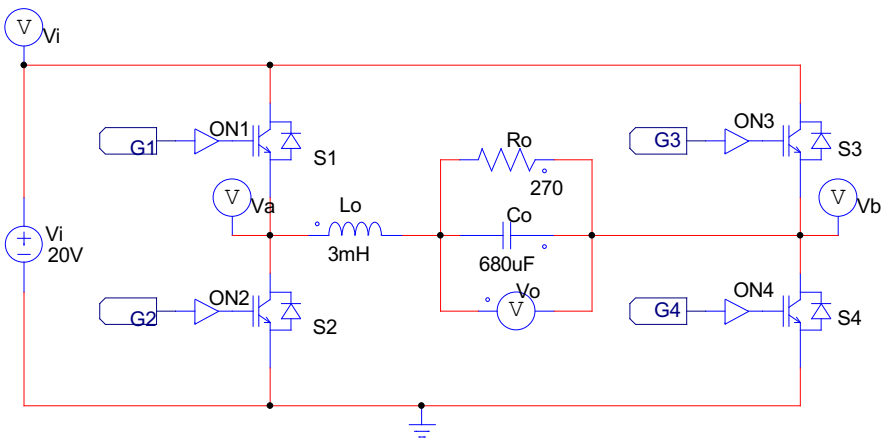


Figura 59 – Estágio de potência do conversor ponte completa simulado.

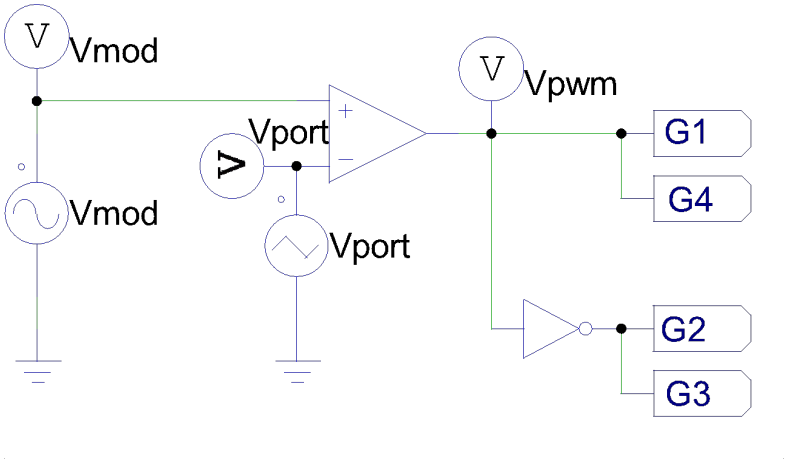


Figura 60 – Circuito da modulação PWM senoidal para dois níveis.

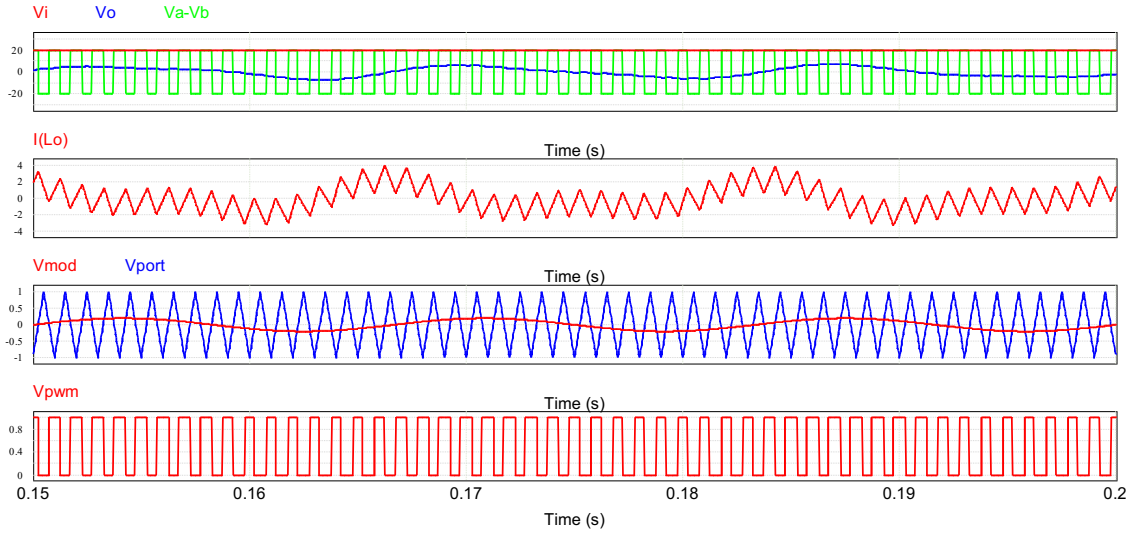


Figura 61 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 20%

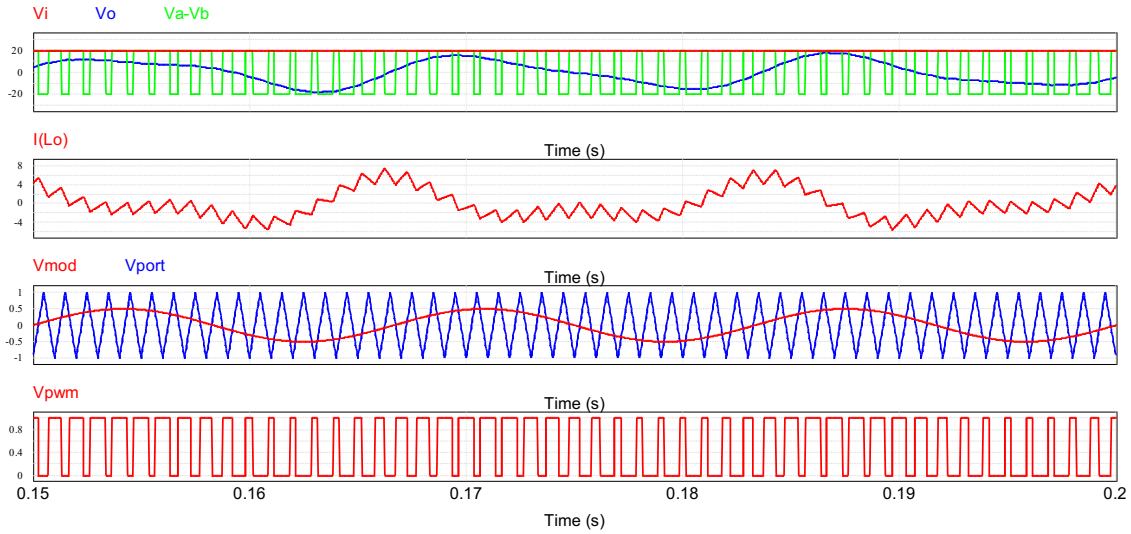


Figura 62 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 50%.

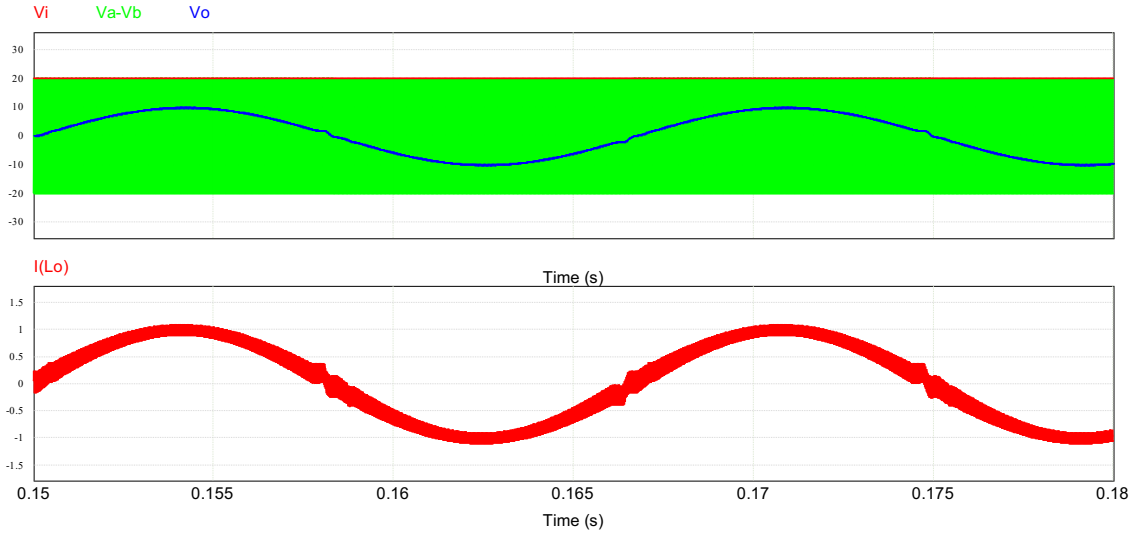


Figura 63 – Principais formas de onda do conversor com índice de mdulação de 50% e alteração nos componentes e parâmetros do circuito.

3.2 Simulação do Inversor Ponte Completa com Três Níveis

O conversor inversor de tensão anteriormente simulado foi novamente utilizado, mas agora com modulação três níveis, conforme mostrado na Figura 64. Neste caso a geração dos sinais dos interruptores são independentes entre um braço e outro.

As Figura 65 e Figura 66 mostram os resultados de simulação para índices de modulação de 20% e 50%, respectivamente. É interessante notar nas formas de onda que a ondulação de corrente no indutor e a ondulação de tensão no capacitor de saída diminuiram significativamente, conforme foi visto no estudo teórico. Na Figura 67 repete-se a simulação com alteração de parâmetros e componentes do conversor para mostrar o desempenho para uma situação mais próxima da real.

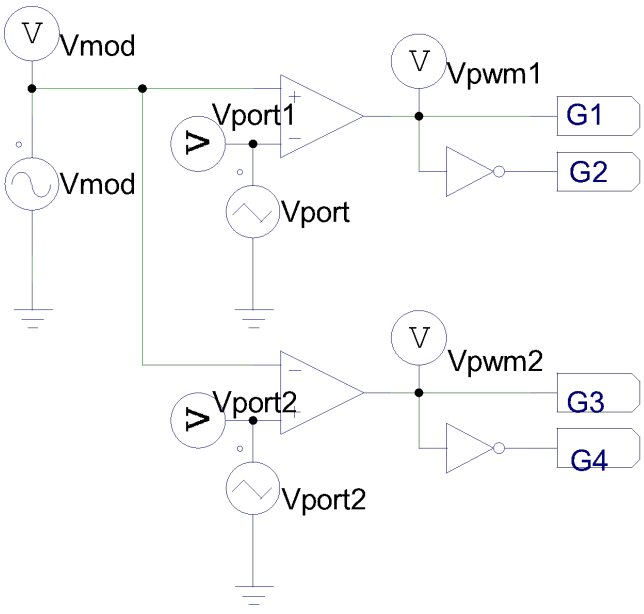


Figura 64 – Circuito da modulação PWM senoidal para três níveis.

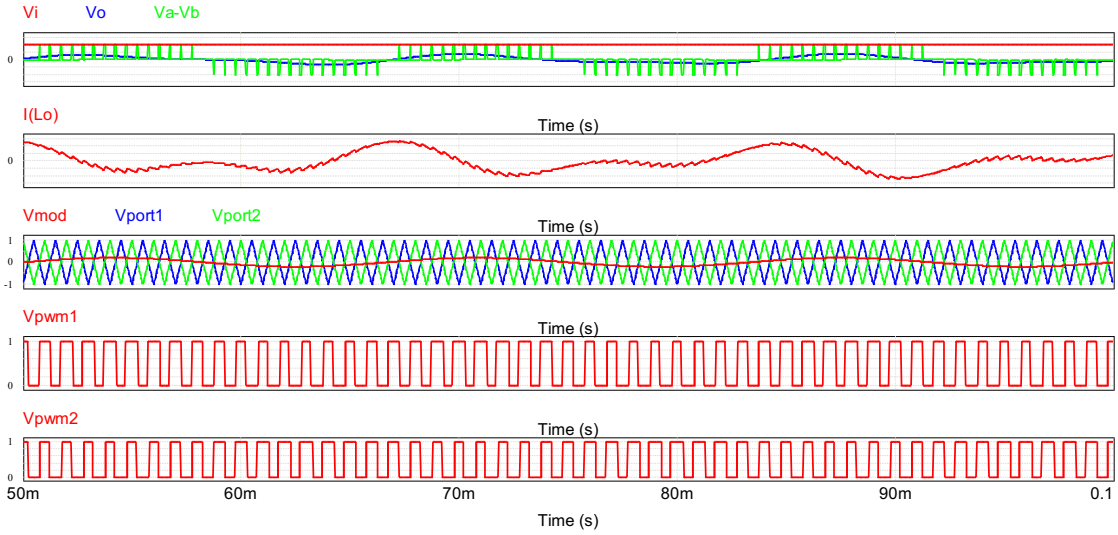


Figura 65 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 20%.

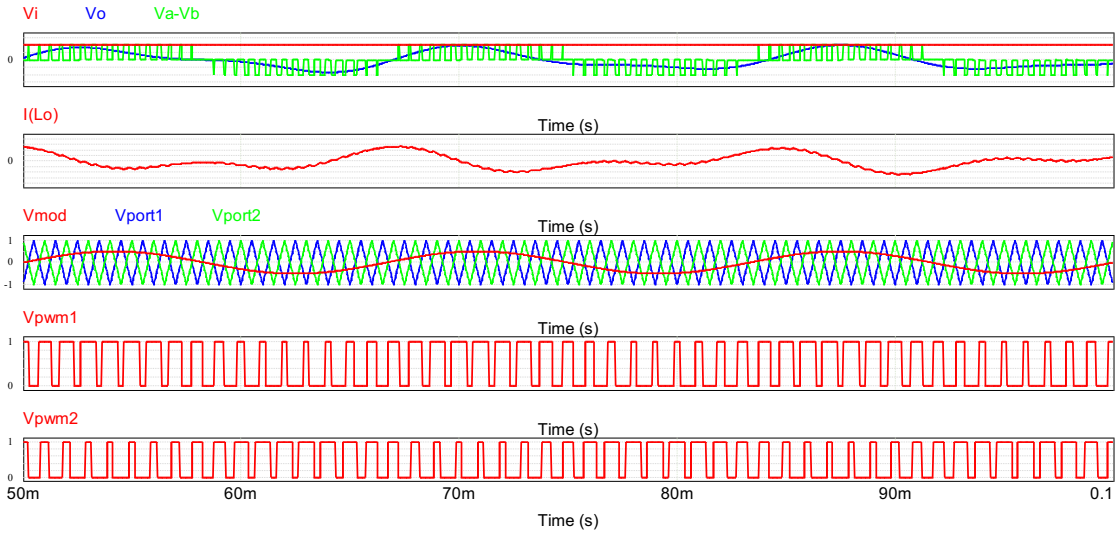


Figura 66 – Principais formas de onda do conversor com índice de modulação de 50%.

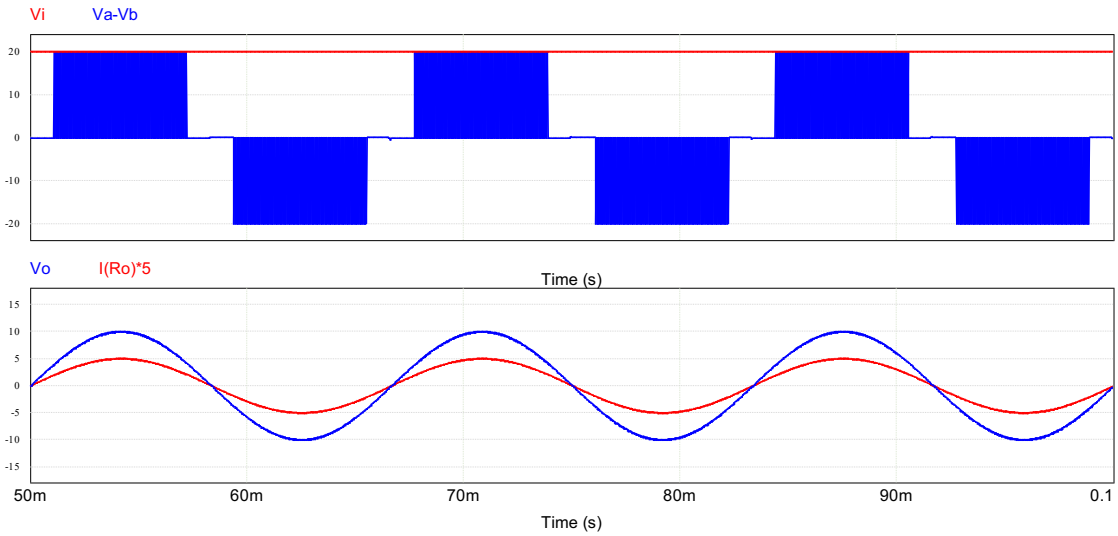


Figura 67 – Formas de com alteração nos componentes e parâmetros do circuito.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 59, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

A tensão de entrada será igual a tensão da tensão da fonte. Assim:

$$V_{i(inv)} = V_i = 20V$$.

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de entrada do inversor, ou seja, 20 V.

A tensão eficaz na carga, considerando índice de modulação de 100%, será:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ab(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{i(in)}}{\sqrt{2}} = \frac{20}{\sqrt{2}} = 14{,}14V$$.

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{20}{270} = 74mA$$.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{14{,}14}{270} = 52{,}4mA$$.

ER 02) Considerando a Figura 16, determine o índice de modulação para:

- Tensão de carga eficaz de 5 V;
- Tensão de carga eficaz de 3 V;
- Tensão de carga de pico de 7 V.

O índice de modulação é dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i}$$.

No circuito da Figura 59, a tensão de entrada do inversor ($V_{i(inv)}$) é de 20 V, então para obter 5 V de tensão eficaz na carga se tem:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{5 \cdot \sqrt{2}}{20} = 0,35 = 35\%$$

.

Para os níveis de modulação utilizados na Figura 16 e conforme a Figura 60, se tem:

$$D = \frac{V_C}{V_M} \rightarrow IM = \frac{V_{C(ca)}}{V_M / 2} \rightarrow V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,35 \cdot \frac{1}{2} = 0,18V$$

.

Para 3 V de tensão eficaz na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{20} = 0,21 = 21\%$$

.

$$V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,21 \cdot \frac{1}{2} = 0,11V$$

.

Para 7 V de tensão de pico na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{7}{20} = 0,35 = 35\%$$

.

$$V_{C(ca)} = IM \cdot \frac{V_M}{2} = 0,35 \cdot \frac{1}{2} = 0,175V$$

.

ER 03) Considerando a Figura 58, determine o índice de modulação para:

- Tensão de carga eficaz de 5 V;
- Tensão de carga eficaz de 3 V;
- Tensão de carga de pico de 7 V.

O índice de modulação é dado por:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i}$$

.

No circuito da Figura 59, a tensão de entrada do inversor ($V_{i(inv)}$) é de 20 V, então para obter 5 V de tensão eficaz na carga se tem:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{5 \cdot \sqrt{2}}{20} = 0,35 = 35\%$$

.

Para os níveis de modulação utilizados na Figura 58 e conforme a Figura 63, se tem:

$$D = \frac{V_C}{V_M} \rightarrow IM = \frac{V_{C(ca)}}{V_M} \rightarrow V_{C(ca)} = IM \cdot V_M = 0{,}35 \cdot 1 = 0{,}35V$$

Para 3 V de tensão eficaz na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{20} = 0{,}21 = 21\%$$

$$V_{C(ca)} = IM \cdot V_M = 0{,}21 \cdot 1 = 0{,}21V$$

Para 7 V de tensão de pico na carga se terá:

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} = \frac{7}{20} = 0{,}35 = 35\%$$

$$V_{C(ca)} = IM \cdot V_M = 0{,}35 \cdot 1 = 0{,}35V$$

Exercícios Propostos

EP 01) Explique a diferença entre inversores de tensão meia ponte e ponte completa.

EP 02) Em relação ao filtro de saída, a modulação três níveis tem vantagens em relação à modulação dois níveis?

EP 03) Um inversor ponte completa utiliza quantos braços?

EP 04) Explique o que é curto de braço e como é evitado.

EP 05) Como ficaria a forma de onda da tensão de saída em um conversor ponte completa operando com modulação dois níveis, caso um dos braços fosse danificado (aberto)?

EP 06) Como ficaria a forma de onda da tensão de saída em um conversor ponte completa operando com modulação três níveis, caso um dos braços fosse danificado (aberto)?

EP 07) Considerando circuitos de inversores de tensão que utilizam transistores de tecnologia BJT e operando com modulação três níveis, o tempo morto poderia interferir no formato da tensão de saída?

EP 08) Explique o que significa índice de modulação e qual sua diferença no conversor dois níveis e três níveis.

EP 09) Simule o circuito da Figura 59 considerando a tensão de entrada de 50 V e modulação dois níveis.

EP 10) Repita o exercício anterior para modulação três níveis.

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-ca do tipo ponte completa operando com modulação PWM senoidal.

Em síntese, objetiva-se:

- Aplicar os princípios da modulação PWM senoidal;
- Simular um conversor cc-ca ponte completa operando em malha aberta;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-ca;
- Realizar medições no circuito no circuito simulado;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

5.2 Conversor CC-CA Ponte Completa

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 68. A tensão de entrada (V_{in}) será de 20 V. O indutor será de 5 mH. Já o capacitor de saída será formado por uma associação de dois capacitores de 680 µF em antisérie.

Conecte um resistor de carga de 270 Ω.

A frequência do sinal PWM será configurada para operar em 500 Hz.

Os dados do circuito integrado (Profet) devem ser buscados em sua folha de dados.

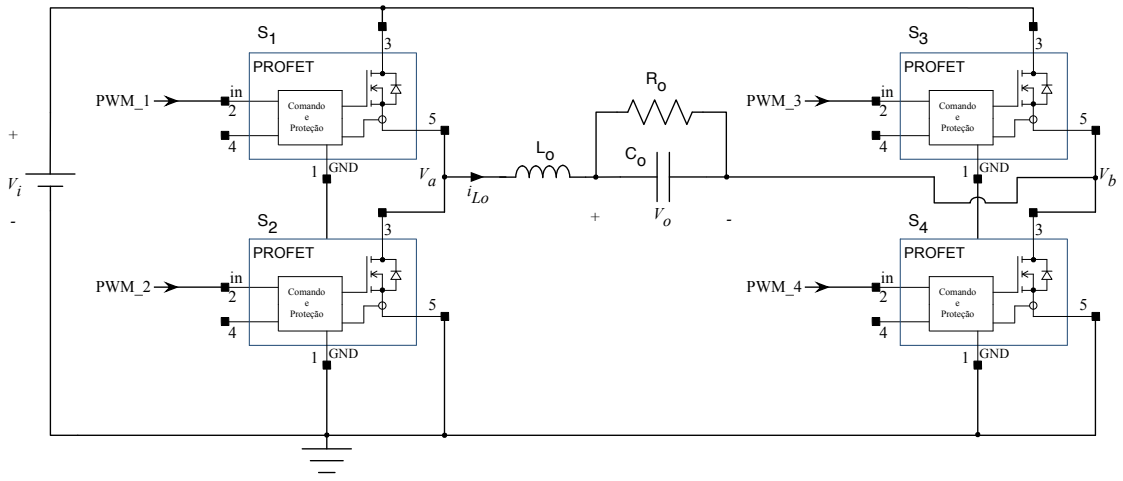


Figura 68 – Circuito do conversor cc-ca ponte completa.

5.3 Modulação PWM Senoidal

Implemente no simulador o circuito para geração do sinal de comando com modulação por largura de pulsos senoidal, conforme mostrado nas aulas de laboratório. A amplitude da forma de onda da portadora (dente-de-serra) deverá ser de 1 V. A frequência da tensão de saída do conversor

deverá ser de 50 Hz.

A razão cíclica gerada pela modulante será dada por:

a. $k = seno(\theta)$
b. $d = 0{,}5 + 0{,}5 \cdot k$

Os sinais de comando dos interruptores S_3 e S_4 serão idênticos aos interruptores S_1 e S_2, da seguinte maneira:

- $S_1 = S_4$ > PWM_1 = PWM_4;
- $S_2 = S_3$ > PWM_2 = PWM_3.

5.4 Resultados do Circuito Simulado

Simule o circuito mostrado na Figura 68 e meça a amplitude (valor de pico e eficaz) e a frequência da tensão de saída.

$V_{o(pk)}$ = _____;

$V_{o(ef)}$ = _____;

F_o = _____.

Ajuste o índice de modulação, ou seja, a variável "*k"* na expressão da razão cíclica, determinando a tensão eficaz na saída do conversor:

$V_{o(ef)}$ = _____ para d = _____.

5.5 Questões – Comente suas respostas.

1) O circuito operou corretamente, ou seja, conforme o esperado?
2) Quais foram as dificuldades encontradas nesta aula de laboratório?
3) Alterando-se o índice de modulação, a tensão de saída foi alterada?
4) Como poderia ser alterada a frequência da tensão de saída do inversor?

6 Referências

[1] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[2] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[3] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[4] GERENT, Fernando H. Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[5] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

[6] POTTKER, Fabiana. Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos. Florianópolis, SC – Brasil, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[7] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[8] TOMASELLI, Luis C. Estudo de Acionamentos à Velocidade Variável para Motores de Indução Monofásicos com Capacitor Permanente para Aplicações em Ventiladores. Florianópolis, SC – Brasil, 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[9] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

23

Capítulo

Inversor PWM Senoidal

Meta deste capítulo

Estudar inversores PWM senoidal.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento do inversor PWM senoidal;
- Analisar circuitos de inversores PWM senoidal;
- Simular circuitos de inversores PWM senoidal;
- Implementar circuitos de inversores PWM senoidal.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes a modulação PWM senoidal e inversores de tensão meia ponte e ponte completa.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos conversores ca-ca.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Os capítulos anteriores versaram sobre o estudo dos princípios de funcionamento e conceitos aplicados aos conversores cc-ca, denominados de inversores. Estudaram-se em detalhes os inversores de tensão meia ponte e ponte completa.

Este capítulo apresentará detalhes de aplicações típicas dos inversores de tensão e particularidades da modulação utilizada nos mesmos, em consonância com as tecnologias atuais empregadas pela indústria.

A Figura 1 mostra um inversor de tensão aplicado no acionamento de motor de veículo elétrico, exemplo típico de uso de inversor com variação na frequência de saída, denominado no mercado de inversor de frequência. Esta mesma aplicação é comum na indústria, no acionamento de motores de indução com velocidade variável; e conforme estudado no capítulo anterior, a topologia mais comum e empregada é do conversor de tensão em ponte completa.

Assim, neste capítulo serão estudados detalhes referentes ao estágio de potência e modulação dos conversores ponte completa, para aplicações distintas, sejam inversores de tensão aplicados em acionamentos elétricos, filtros ativos, *nobreaks*, dentre outras aplicações comuns dos conversores cc-ca.

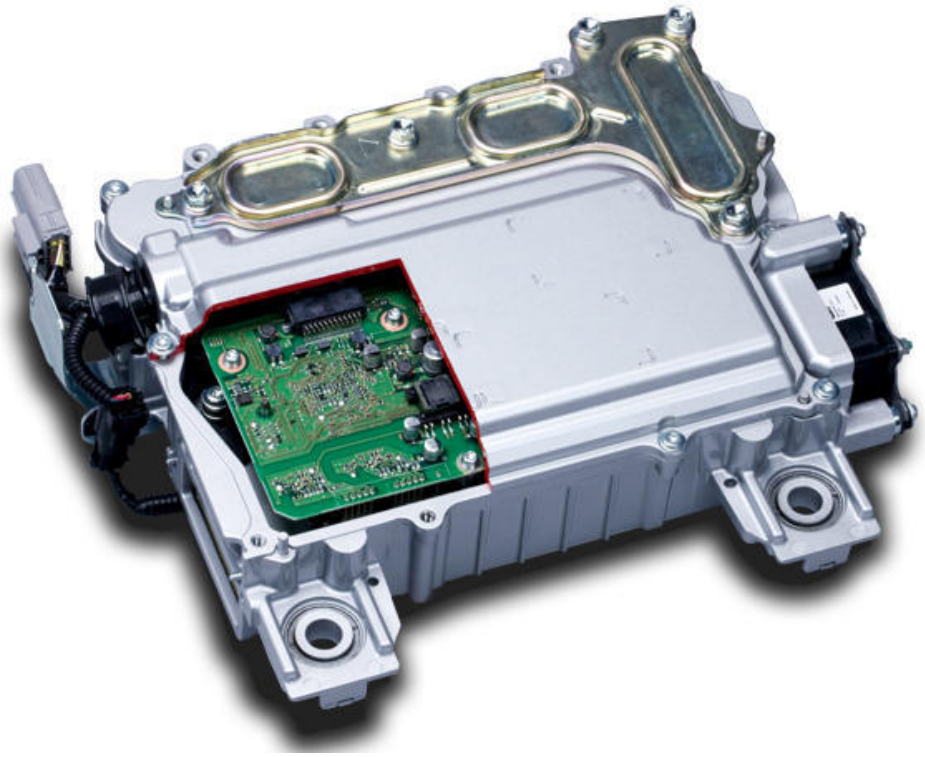


Figura 1 – Exemplo de aplicação de inversor em veículos elétricos.

Fonte: https://www.toyota-industries.com. Acesso em: 19/06/2020.

2 Inversor PWM Senoidal

2.1 Introdução

Os inversores de tensão na configuração ponte completa necessitam apenas uma fonte de tensão na entrada, como está mostrado na Figura 2, o que caracteriza uma vantagem em relação aos conversores na configuração meia ponte estudados no capítulo anterior.

A topologia mostrada na Figura 2 é de um conversor ponte completa, o qual tem dois braços, com 4 interruptores bidirecionais em corrente e unidirecionais em tensão (S_1/D_1, S_2/D_2, S_3/D_3, e S_4/D_4). Estes conversores também são denominados de ponte H.

O inversor de tensão ponte completa, com filtro de saída, está mostrado na Figura 3, onde se identificam as polaridades das tensões e sentidos das correntes nos elementos do circuito. O circuito da Figura 3 será utilizado para o estudo das etapas de funcionamento do conversor, apresentadas a seguir.

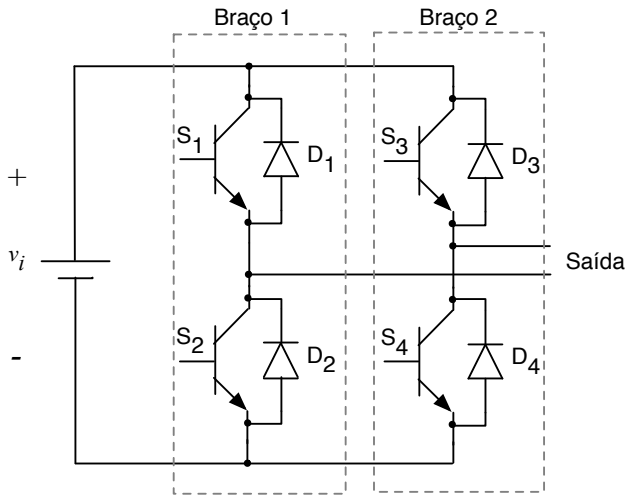


Figura 2 – Conversor ponte completa.

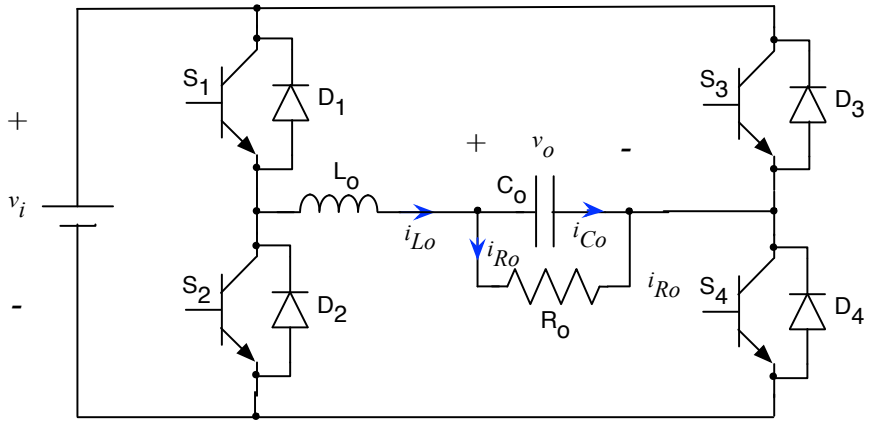


Figura 3 – Conversor ponte completa com filtro de saída.

2.2 Inversor de Tensão Onda Quadrada

O conversor ponte completa operando como inversor de tensão onda quadrada é mostrado na Figura 4. Apesar deste capítulo focar nos inversores de tensão PWM senoidal, apresenta-se esta configuração de inversores, por ser uma solução disponível no comércio e utilizado com cargas que podem funcionar corretamente com alimentação em onda quadrada. As vantagens deste inversor são:

- Dispensa filtro de saída;
- Pode empregar interruptores lentos, comutando na frequência da tensão de saída (baixa).

As formas de onda de entrada e saída do inversor são mostradas na Figura 4 onde se nota que a saída é originada basicamente invertendo a tensão de entrada. Assim, o comando dos interruptores é muito simples, usando a mesma lógica do inversor de tensão dois níveis (modulação bipolar) estudado no capítulo anterior. Este conversor é também conhecido comercialmente por inversor quase senoidal, pelo fato de a tensão de saída ser alternada, mas quadrada, e não senoidal.

A Figura 5 mostra o esquema da modulação do inversor onda quadrada. Neste caso, a razão cíclica terá forma de onda quadrada também, pois para gerar a tensão quadrada na saída bastará inverter a tensão de entrada no semiciclo negativo.

As etapas de funcionamento do inversor onda quadrada são idênticas aquelas descritas no capítulo anterior, para modulação dois níveis (bipolar), onde os interruptores S_1 e S_4 são comandados em conjunto, enquanto S_2 e S_3 também são comandados conjuntamente, mas com sinal defasado de 180º (invertido) em relação aos primeiros. A frequência de comutação é igual a frequência desejada na saída, normalmente igual a frequência da rede de energia elétrica, isto é, 60 Hz.

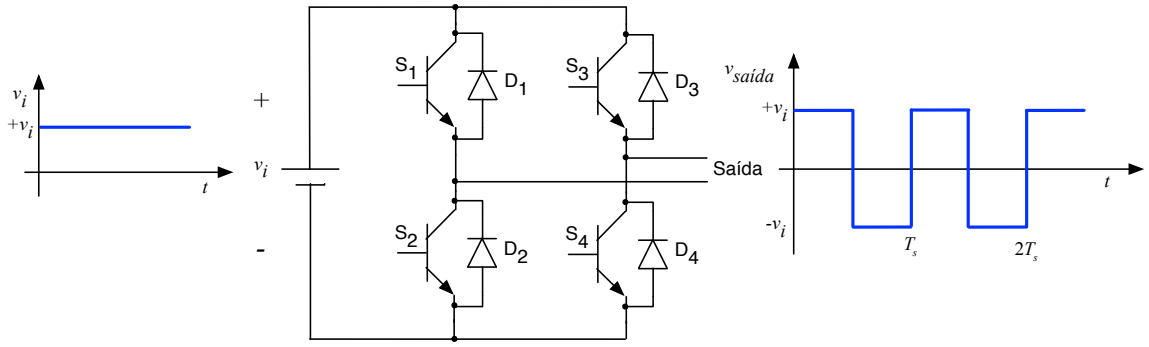


Figura 4 – Inversor de tensão onda quadrada.

A tensão de entrada é dada por:

$$v_{i(t)} = V_i .$$

Por sua vez, a tensão de saída será:

$$v_{o(t)} = \begin{cases} +V_i \rightarrow 0 \le t \le \pi \\ -V_i \rightarrow \pi \le t \le 2\pi \end{cases}.$$

Assim, a razão cíclica será:

$$d(t) = \frac{v_{o(t)}}{v_{i(t)}} = \frac{\begin{cases} +V_i \rightarrow 0 \le t \le \pi \\ -V_i \rightarrow \pi \le t \le 2\pi \end{cases}}{V_i};$$

$$d(t) = \begin{cases} +1 \rightarrow 0 \le t \le \pi \\ -1 \rightarrow \pi \le t \le 2\pi \end{cases}.$$

A modulação do inversor onda quadrada é mostrada na Figura 5, de acordo com as expressões apresentadas acima.

Este inversor é simples de implementar e pode ser utilizado para cargas resistivas e eletrônicas, isto é, que possuem fontes chaveadas na sua entrada. Por outro lado, cargas que necessitam de forma de onda senoidal, como motores de indução por exemplo, podem não funcionar corretamente com este tipo de inversor, pois as perdas nestes motores seriam maiores com alimentação em onda quadrada do que com alimentação com forma de onda senoidal. Equipamentos que possuem na entrada fontes com correção de fator de potência podem apresentar funcionamento inconsistente, visto estas fontes serem projetadas para que se tenha tensão senoidal na entrada, para que na operação em malha fechada os mesmos apresentam também corrente senoidal na entrada.

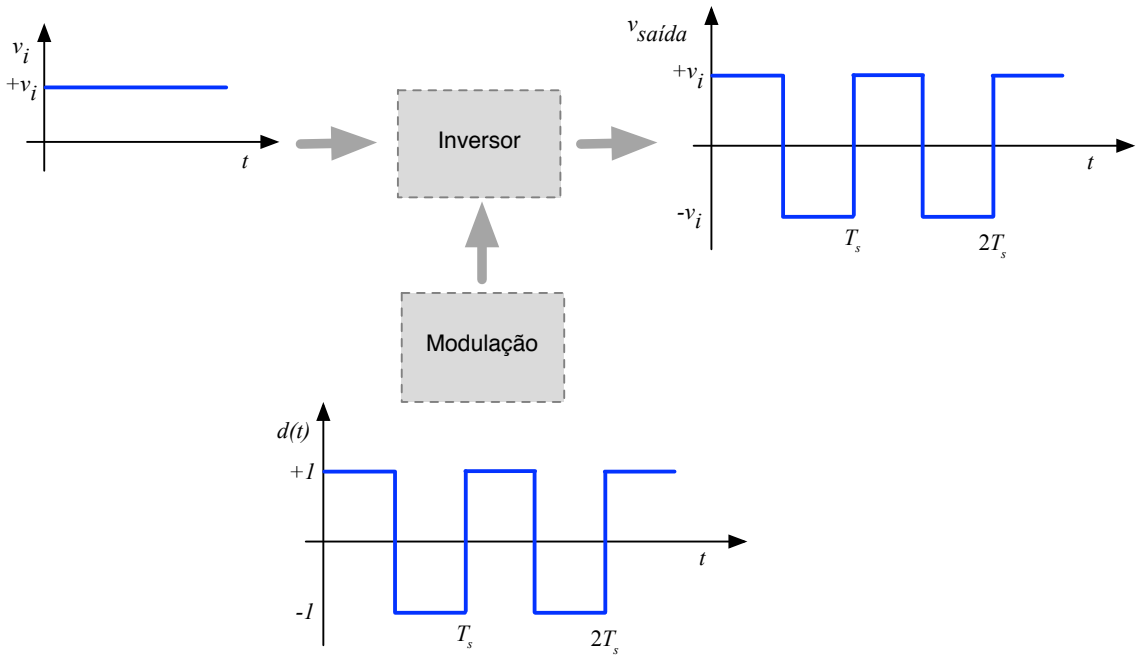


Figura 5 – Modulação do inversor de tensão onda quadrada.

A Figura 6 apresenta um circuito completo de um inversor de tensão onda quadrada. Nesta figura tem-se dois estágios: o primeiro é um retificador onda completa com filtro capacitivo, enquanto o segundo estágio é o inversor ponte completa.

A tensão de entrada (v_i) mostrada nas Figura 4 e Figura 5 é identificada na Figura 6 como sendo v_{DC}. A saída do retificador onda completa com filtro capacitivo é denominada na literatura por barramento em corrente contínua, ou simplesmente barramento cc (*dc* em inglês).

O projeto do retificador de tensão é realizado conforme estudado no capítulo correspondente deste curso, empregando-se a metodologia de projeto apresentada naquele momento. A título de exemplo, o capacitor do retificador (C_i) é obtido usando-se a seguinte expressão:

$$C_i = \frac{P_o}{f_r \cdot \left(V_{DC(\max)}^2 - V_{DC(\min)}^2 \right)}.$$

Por exemplo, se este inversor fosse utilizado para conectar em sua saída uma fonte chaveada de 1 kW, para uma ondulação de tensão de 20%, rede de energia elétrica (v_i) de 220 V, o valor do capacitor do retificador de entrada seria:

$$C_i = \frac{P_o}{f_r \cdot \left(V_{DC(\max)}^2 - V_{DC(\min)}^2 \right)} = \frac{1000}{60 \cdot \left(311^2 - 248{,}8^2 \right)} \cong 479 \mu F.$$

Considerando que este capacitor deve ser para tensão da ordem de 400 ou 450 V, seu volume e custo serão significativos. Além disso, é importante levar em conta que capacitores eletrolíticos possuem baixa vida útil, sendo comumente, os componentes que antes falham em circuitos de eletrônica de potência. Capacitores juntamente com baterias são os componentes que apresentam os menores tempos de vida útil dentre os componentes eletrônicos.

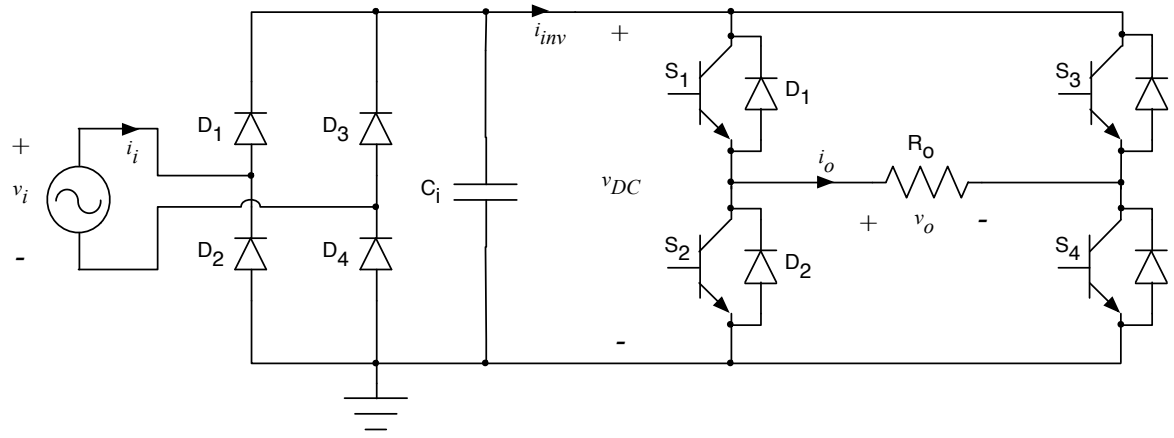


Figura 6 – Circuito completo de um inversor de tensão onda quadrada.

2.3 Inversor de Tensão PWM Senoidal

O conversor ponte completa operando como inversor de tensão PWM senoidal é mostrado na Figura 7. Note que neste caso é necessário o uso de filtro na saída. As vantagens deste inversor são:

- Apresentar forma de onda senoidal pura na saída;
- Permitir a variação da amplitude e frequência da tensão de saída.

As formas de onda de entrada e saída do inversor são mostradas na Figura 4 onde se nota que a saída deve ser originada pela modulação adequada dos interruptores do inversor, conforme foi estudado no capítulo anterior. Este inversor pode operar com modulação dois níveis (bipolar) ou três níveis (unipolar), sendo a frequência de comutação sempre superior a frequência da tensão de saída; em geral dez ou mais vezes maior. Os interruptores precisam ser para alta frequência e apresentam perdas por comutação. Estas perdas eram inexistentes no inversor de tensão onda quadrada do item anterior.

A Figura 8 mostra o esquema da modulação do inversor PWM senoidal. Neste caso, a razão cíclica terá forma de onda senoidal, pois será necessário modular os interruptores em dois níveis ou três níveis, conforme desejado.

As etapas de funcionamento do inversor PWM senoidal são idênticas aquelas descritas no capítulo anterior, para modulação dois níveis (bipolar) ou três níveis (unipolar). A frequência da saída é normalmente igual a frequência da rede de energia elétrica, isto é, 60 Hz, podendo ser variável caso se desejar alterar a velocidade de motores de indução, por exemplo. Já a frequência de comutação é determinada pelo projetista em função da tecnologia dos interruptores utilizados e do local de trabalho do inversor, visto que aplicações domésticas não podem gerar ruído audível (faixa de 20 Hz até 20 kHz), enquanto em aplicações industriais pode-se tolerar níveis de ruído maiores. Outros fatores também podem afetar a escolha da frequência de comutação, tais como: volume dos componentes do conversor, necessidade de dissipadores de calor, qualidade desejada na forma de onda da saída, etc.

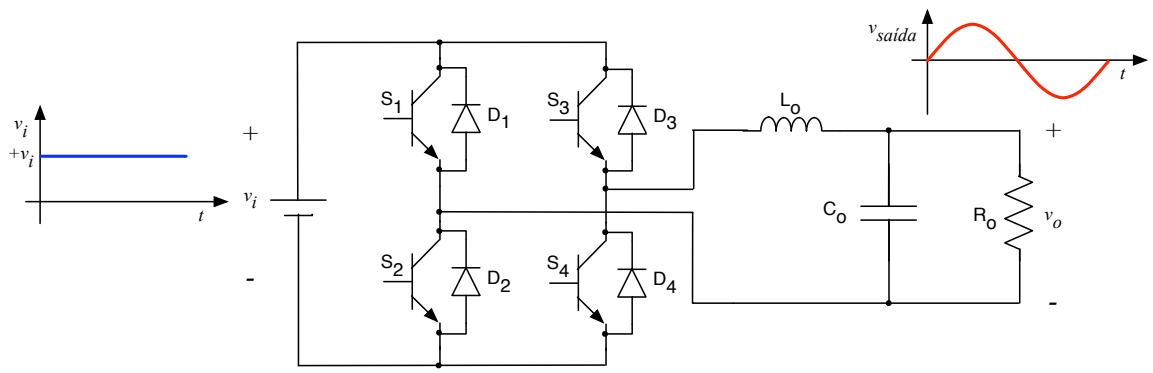


Figura 7 – Inversor de tensão PWM senoidal.

A tensão de entrada é dada por:

$$v_{i(t)} = V_i .$$

Por sua vez, a tensão de saída será:

$$v_{o(t)} = V_{o(pk)} \cdot seno(\omega_o \cdot t) \rightarrow 0 \le t \le 2\pi .$$

$V_{o(pk)}$ é a amplitude de pico da tensão de saída, enquanto ω_o é a frequência angular da tensão de saída, sendo:

$$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot F_o .$$

Assim, a razão cíclica será:

$$d(t) = \frac{v_{o(t)}}{v_{i(t)}} = \frac{V_{o(pk)} \cdot seno(\omega_o \cdot t)}{V_i} \rightarrow 0 \le t \le 2\pi .$$

Usando a definição de índice de modulação (IM):

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i} .$$

Por fim, a razão cíclica será:

$$d(t) = IM \cdot seno(\omega_o \cdot t) \rightarrow 0 \le t \le 2\pi .$$

A modulação do inversor PWM senoidal é mostrada na Figura 8, de acordo com as expressões apresentadas acima, sendo idêntica a modulação utilizada no capítulo anterior para o conversor ponte completa operando como inversor de tensão.

O circuito completo de um inversor PWM senoidal é mostrado na Figura 9, sendo semelhante aquele do inversor onda quadrada mostrado na Figura 6, com a diferença que agora os interruptores devem ser para alta frequência e se tem a presença do filtro de saída, formado pelo indutor (L_o) e pelo capacitor (C_o).

As considerações que foram realizada no item anterior sobre a escolha do capacitor (C_i) do retificador de onda completa da entrada valem também para o inversor PWM senoidal, com a diferença que agora, em virtude da comutação em alta frequência do inversor, também se terá circulação de corrente na frequência de comutação pelo capacitor da entrada, o que elevará sua corrente eficaz e produzirá mais aquecimento no mesmo, diminuindo ainda mais sua vida útil.

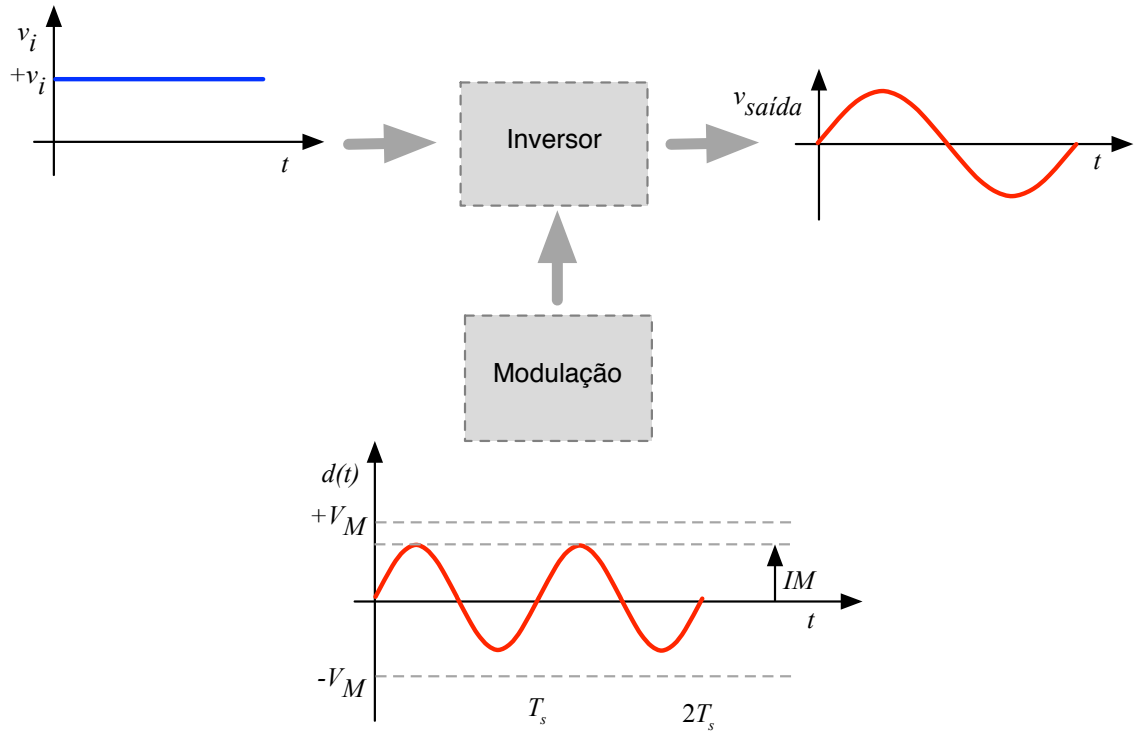


Figura 8 – Modulação do inversor de tensão PWM senoidal.

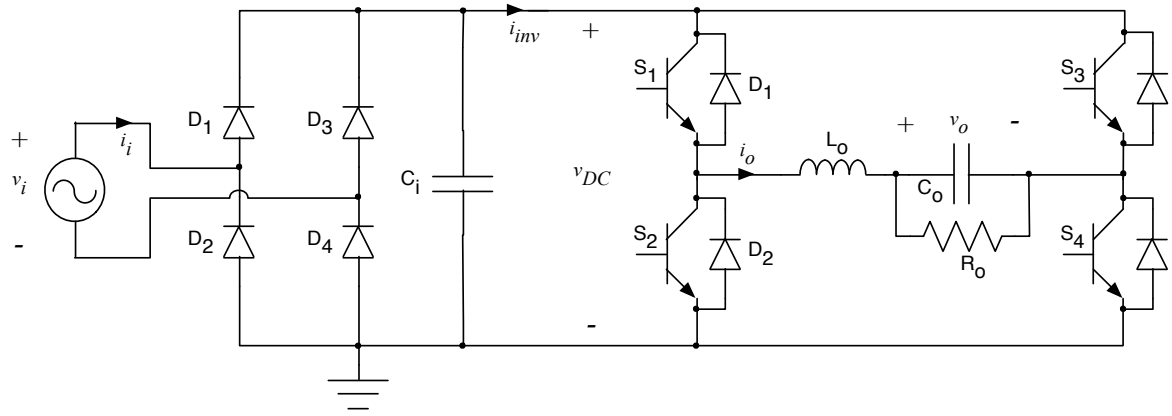


Figura 9 – Circuito completo de um inversor de tensão PWM senoidal.

2.4 Inversor de Tensão PWM Senoidal sem Barramento CC

O conversor ponte completa operando como inversor de tensão PWM senoidal sem barramento em corrente contínua é mostrado na Figura 10. A diferença deste inversor em relação ao inversor PWM senoidal é o fato de que a tensão de entrada tem formato de uma senóide retificada. As vantagens deste inversor são:

- Apresentar forma de onda senoidal pura na saída;
- Permitir a variação da amplitude e frequência da tensão de saída;
- Empregar capacitor de pequeno valor no retificador com filtro da entrada.

As formas de onda de entrada e saída do inversor são mostradas na Figura 11 onde se nota

que a saída deve ser originada pela modulação adequada dos interruptores do inversor, conforme foi estudado no capítulo anterior. Este inversor pode operar com modulação dois níveis (bipolar) ou três níveis (unipolar), sendo a frequência de comutação sempre superior a frequência da tensão de saída; em geral dez ou mais vezes maior. Os interruptores precisam ser para alta frequência e apresentam perdas por comutação.

A Figura 11 mostra o esquema da modulação do inversor PWM senoidal sem barramento em corrente contínua (cc). Neste caso, a razão cíclica terá forma de onda quadrada, pois será necessário modular os interruptores em dois níveis ou três níveis, conforme desejado.

As etapas de funcionamento do inversor onda PWM senoidal sem barramento em corrente contínua são idênticas aquelas descritas no capítulo anterior, para modulação dois níveis (bipolar) ou três níveis (unipolar). A frequência da saída é normalmente igual a frequência da rede de energia elétrica, isto é, 60 Hz, podendo ser variável caso se desejar alterar a velocidade de motores de indução, por exemplo. Já a frequência de comutação é determinada pelo projetista de modo idêntico ao inversor PWM senoidal.

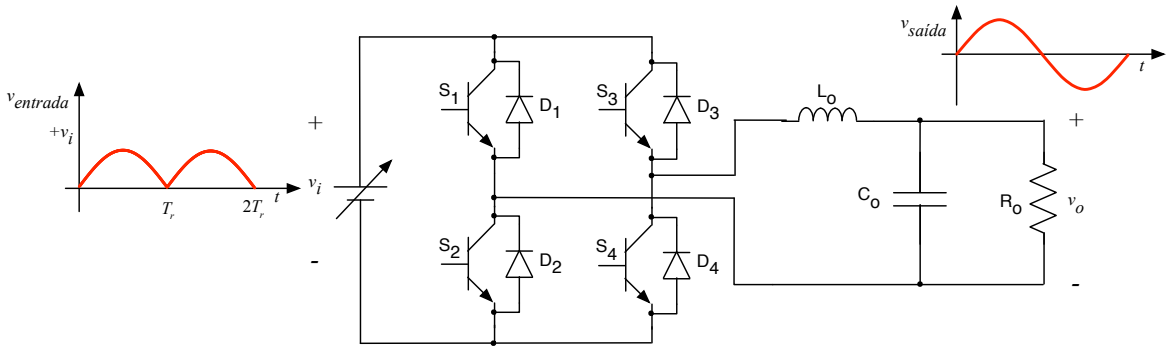


Figura 10 – Inversor de tensão PWM senoidal sem barramento cc.

A tensão de entrada é dada por:

$$v_{i(t)} = V_{i(pk)} \cdot \left| seno(\omega_o \cdot t) \right| \rightarrow 0 \leq t \leq 2\pi$$

.

A expressão anterior apresenta a parte variável da tensão de entrada em módulo, isto é, matematicamente a operação de calcular o módulo de uma variável representa fisicamente um circuito retificador em onda completa.

Por sua vez, a tensão de saída será:

$$v_{o(t)} = V_{o(pk)} \cdot seno(\omega_o \cdot t) \rightarrow 0 \leq t \leq 2\pi$$

.

$V_{o(pk)}$ é a amplitude de pico da tensão de saída, enquanto ω_o é a frequência angular da tensão de saída, sendo:

$\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot F_o$.

Assim, a razão cíclica será:

$$d(t) = \frac{v_{o(t)}}{v_{i(t)}} = \frac{V_{o(pk)} \cdot seno(\omega_o \cdot t)}{V_{i(pk)} \cdot \left| seno(\omega_o \cdot t) \right|} \rightarrow 0 \le t \le 2\pi$$

.

Usando a definição de índice de modulação (IM):

$$IM = \frac{V_{o(pk)}}{V_i}$$

.

Assim, a razão cíclica será:

$$d(t) = IM \cdot \frac{seno(\omega_o \cdot t)}{\left| seno(\omega_o \cdot t) \right|};$$

$$d(t) = \begin{cases} +IM \rightarrow 0 \le t \le \pi \\ -IM \rightarrow \pi \le t \le 2\pi \end{cases}.$$

A modulação do inversor PWM senoidal sem barramento em corrente contínua é mostrada na Figura 11, de acordo com as expressões apresentadas acima, diferindo daquela apresentada no capítulo anterior para o inversor de tensão ponte completa.

O circuito completo de um inversor PWM senoidal sem barramento em corrente contínua é idêntico aquele mostrado na Figura 9 do item anterior, com a diferença que agora o capacitor de filtro da entrada (C_i) terá um valor pequeno, da ordem de 1 a 10 μF. Este capacitor de pequeno valor continua necessário em virtude do tempo morto do conversor ponte completa, onde a corrente do indutor precisará de um caminho para circular e, como o retificador ponte completa da entrada é unidirecional em corrente, esta corrente deverá circular pelo capacitor da saída do retificador (e de entrada do inversor).

Uma aplicação dos inversores PWM senoidais sem barramento em corrente contínua é em filtros ativos, *nobreaks* e estabilizadores de tensão. A Figura 12 apresenta um conversor ca-ca bidirecional, operando como condicionador de tensão, estudado em detalhes em (Petry, 2005). Nesta aplicação foram utilizados dois conversores ponte completa, um deles atuando como retificador bidirecional e o outro como inversor de tensão PWM senoidal sem barramento em corrente contínua.

As técnicas de modulação apresentadas neste capítulo também foram exploradas naquela referência, inclusive com as expressões para cálculo das variáveis dos conversores lá apresentados, incluindo esforços de corrente e tensão nos componentes, comutação, perdas, etc.

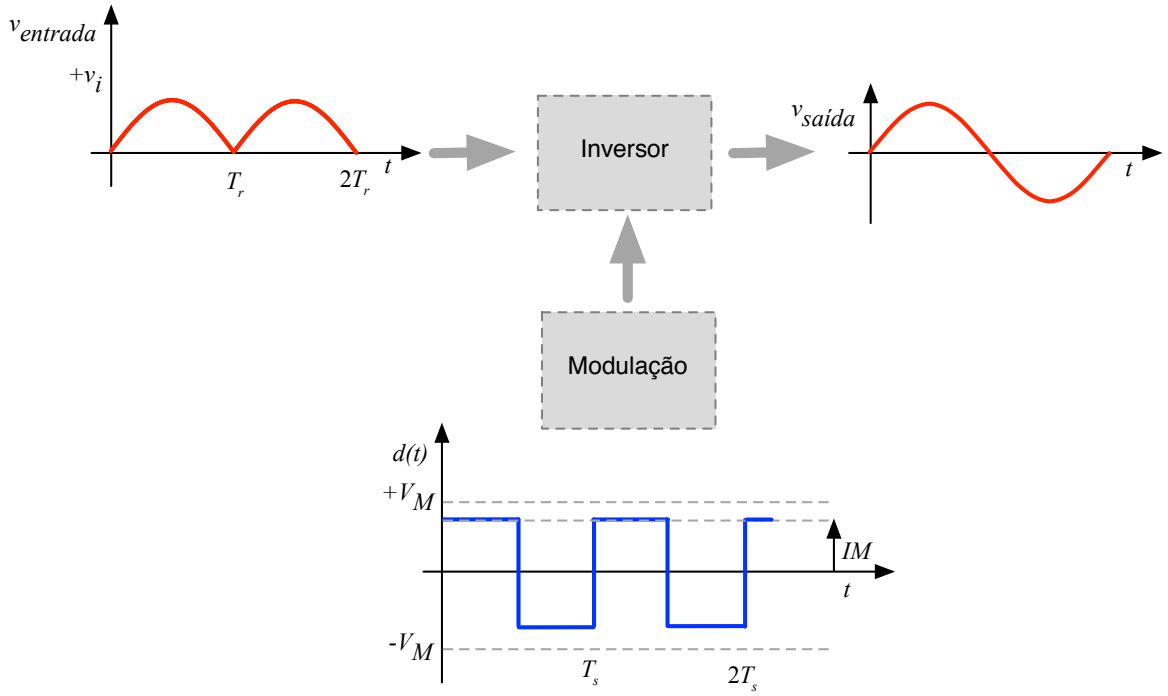


Figura 11 – Modulação do inversor de tensão PWM senoidal sem barramento cc.

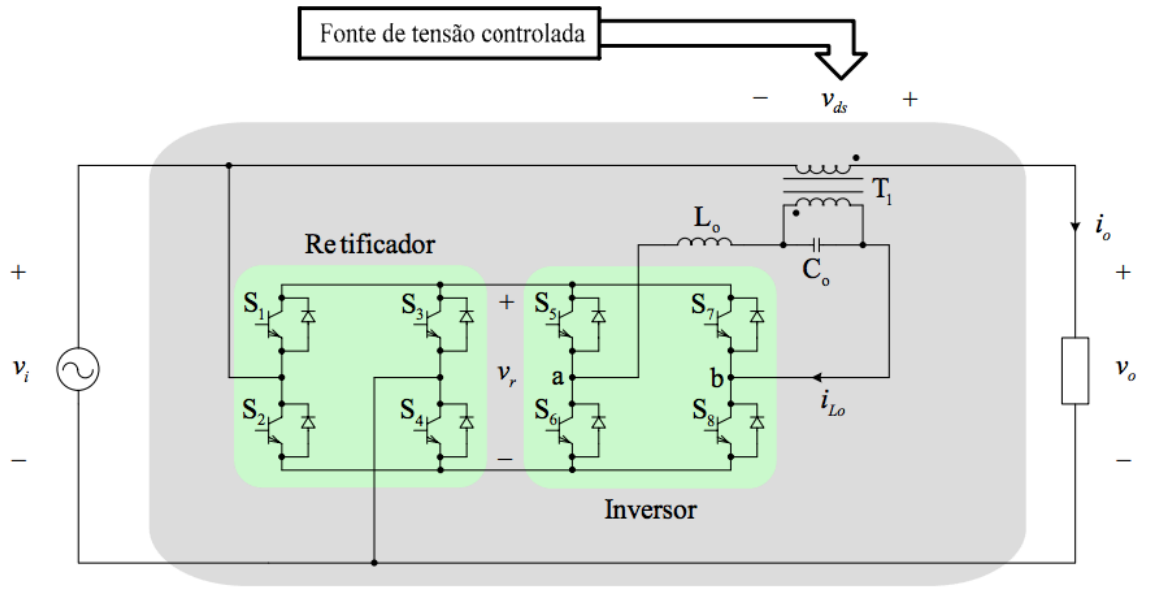


Figura 12 – Exemplo de inversor PWM senoidal sem barramento cc e bidirecional.

3 Simulação dos Circuitos Estudados

As simulações do conversor ponte completa operando como inversor onda quadrada, inversor PWM senoidal e inversor PWM senoidal sem barramento cc serão realizadas neste capítulo. Os valores utilizados são semelhantes aqueles que se utilizarão em laboratório.

3.1 Simulação do Inversor Onda Quadrada

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 13, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 220 V (eficazes). A carga possui uma resistência de 10 Ω. O filtro do inversor é formado pela indutância de 500 µH e pela capacitância de 10 µF. O tempo de simulação pode ser entre 20 ms e 50 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 µs). Note que a frequência de comutação é de 60 Hz, igual a frequência da tensão de saída do inversor onda quadrada. Os elementos ON1 a ON4 são utilizados pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a *drivers* de acionamento do interruptor. O capacitor de filtro do retificador de entrada é de 2.200 µF.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 14, sendo que a tensão modulante é váriavel de -1 a 1 V com forma de onda quadrada, já a portadora é uma triangular com amplitude de -1 a 1 V, como está mostrado na Figura 16.

As principais formas de onda o estágio de potência são mostradas na Figura 15 onde se nota a tensão de entrada, a tensão no barramento de corrente contínua, a tensão de saída do inversor e a corrente no indutor.

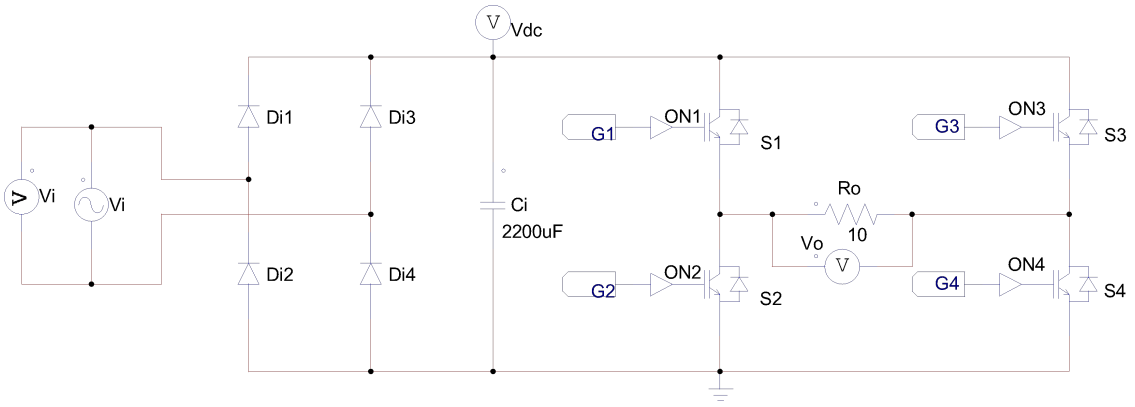


Figura 13 – Estágio de potência do inversor onda quadrada.

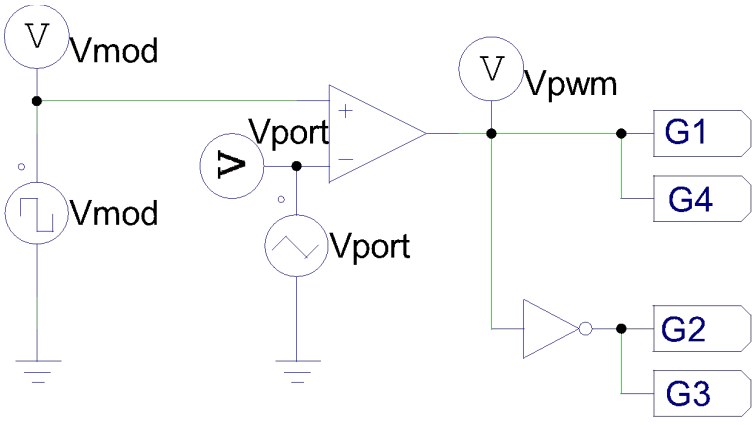


Figura 14 – Circuito da modulação do inversor onda quadrada.

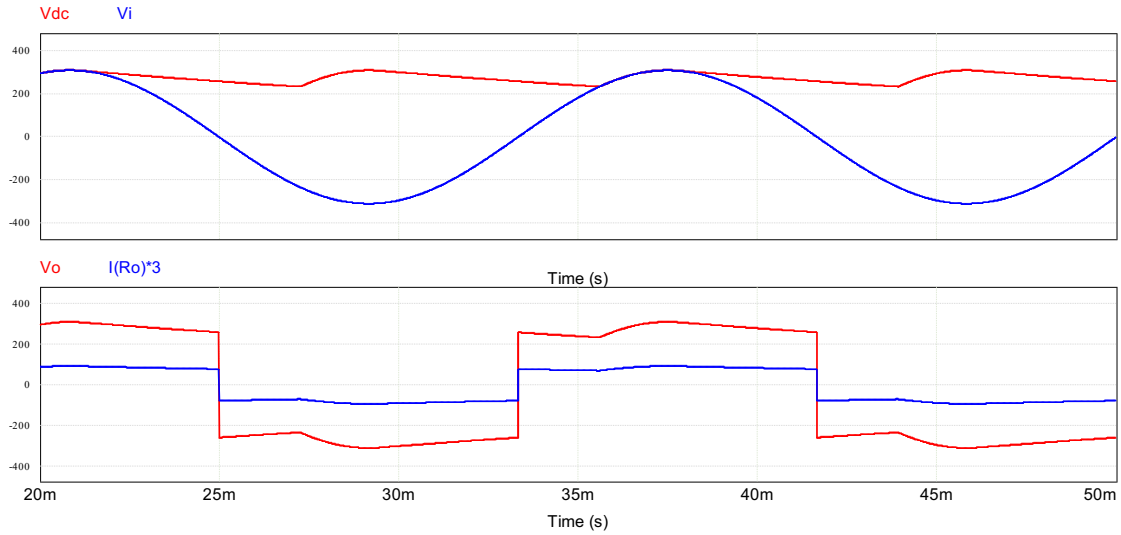


Figura 15 – Principais formas de onda do inversor onda quadrada.

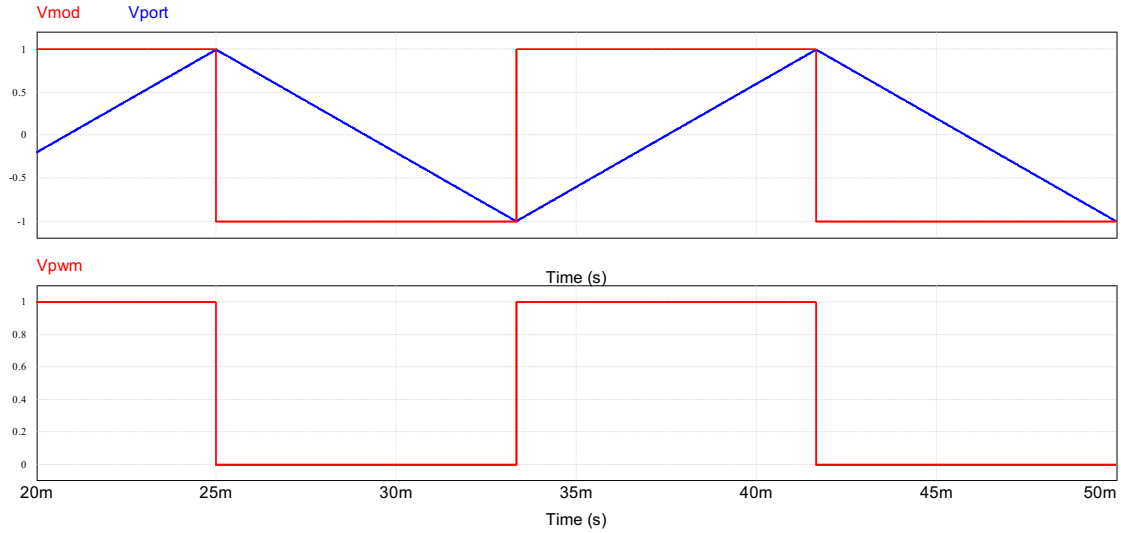


Figura 16 – Detalhe da modulação do inversor onda quadrada.

3.2 Simulação do Inversor PWM Senoidal

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 17, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte é para 220 V (eficazes). A carga possui uma resistência de 10 Ω. O filtro do inversor é formado pela indutância de 500 µH e pela capacitância de 10 µF. O tempo de simulação pode ser entre 20 ms e 50 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 50 kHz. Os elementos ON1 a ON4 são utilizados pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a *drivers* de acionamento do interruptor. O capacitor de filtro do retificador de entrada é de 2.200 µF.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 18, sendo que a tensão modulante é váriavel de -1 a 1 V com forma de onda senoidal, já a portadora é uma triangular com amplitude de -1 a 1 V, como está mostrado nas Figura 21 e Figura 22.

As formas de onda para operação com razão cíclica de 50% são mostradas na Figura 19 onde se nota a tensão de entrada, a tensão no barramento de corrente contínua, a tensão de saída do inversor antes da filtragem, a tensão de saída do inversor e a corrente no indutor. Os detalhes das formas de onda do estágio de potência são mostradas na Figura 20. Por sua vez, as formas de onda do estágio de modulação e seus detalhes são mostradas nas Figura 21e Figura 22.

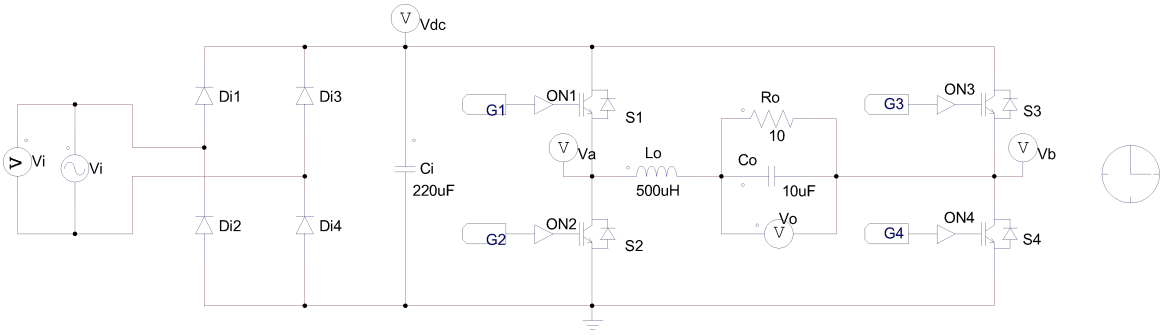


Figura 17 – Estágio de potência do inversor PWM senoidal.

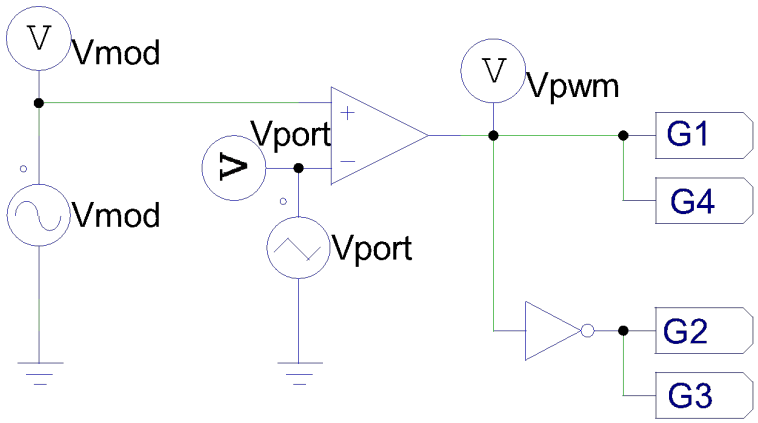


Figura 18 – Circuito da modulação do inversor PWM senoidal.

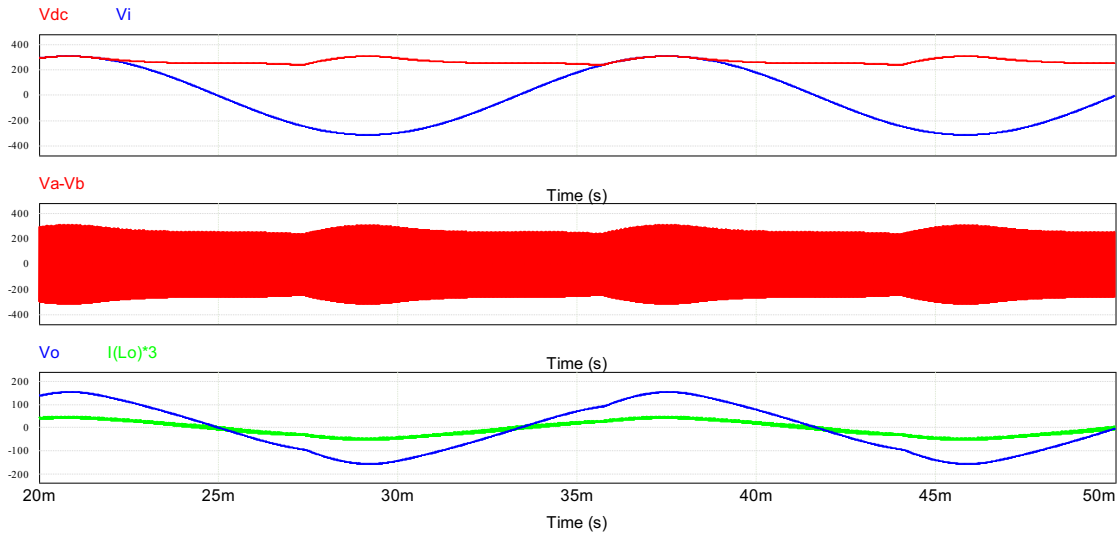


Figura 19 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 50%.

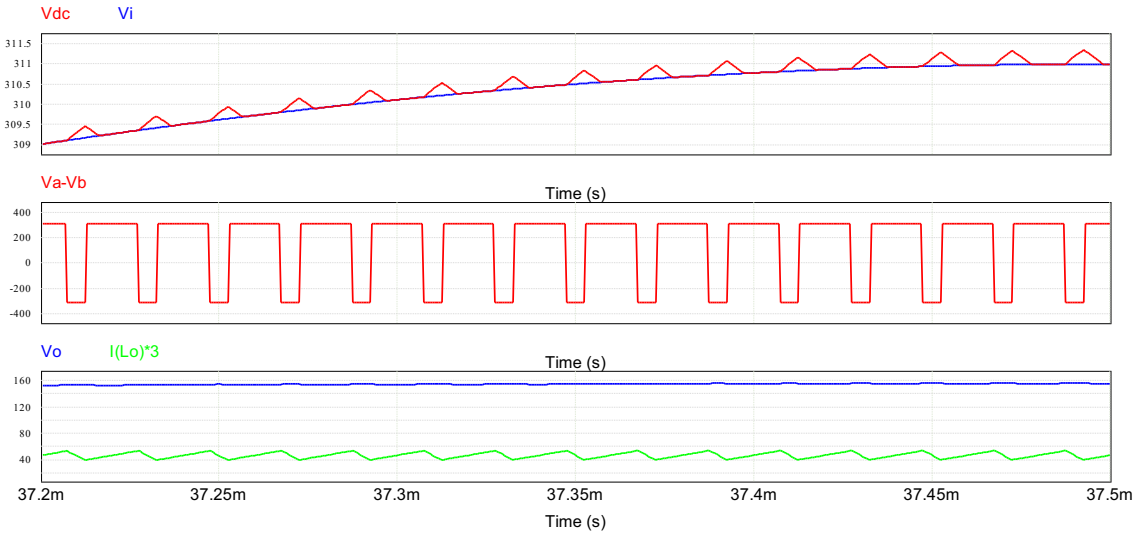


Figura 20 – Detalhe das formas de onda do estágio de potência do conversor.

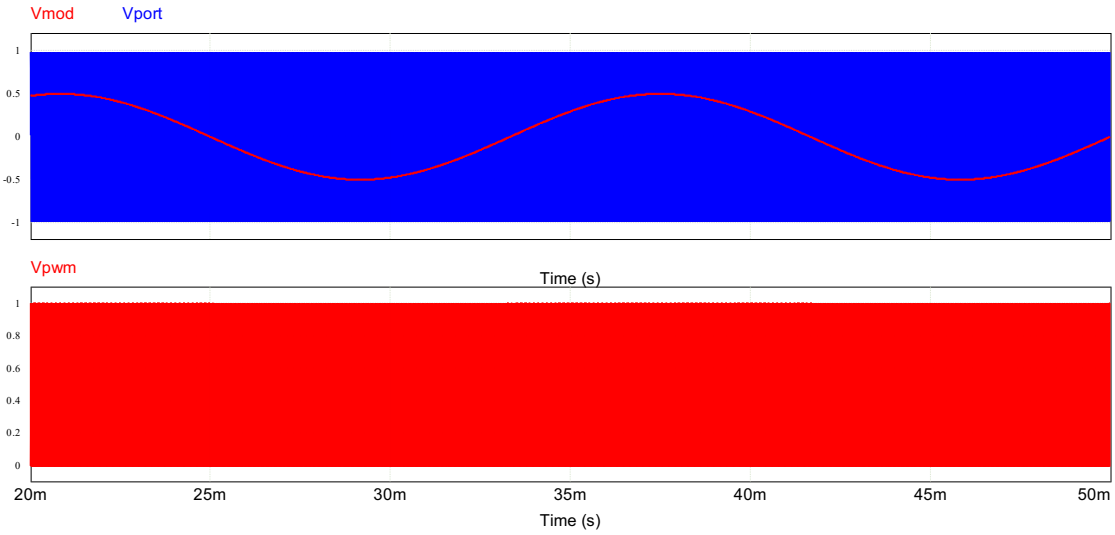


Figura 21 – Formas de onda da modulação do inversor PWM senoidal.

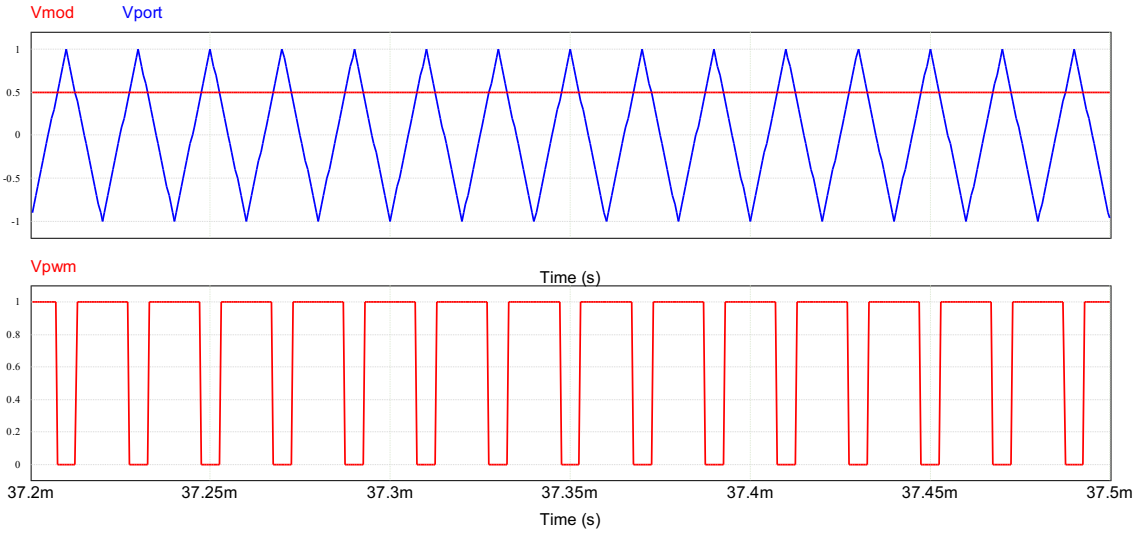


Figura 22 – Detalhe da modulação do inversor PWM senoidal.

3.3 Simulação do Inversor PWM Senoidal sem Barramento CC

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 23, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Os componentes e parâmetros são os mesmos da simulação do item anterior, com alteração do capacitor de filtro do retificador de entrada que agora passa a ser de 2,2 µF. A fonte é para 220 V (eficazes). A carga possui uma resistência de 10 Ω. O filtro do inversor é formado pela indutância de 500 µH e pela capacitância de 10 µF. O tempo de simulação pode ser entre 20 ms e 50 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 50 kHz.

O modulador implementado no Psim é mostrado na Figura 24, sendo que a tensão modulante é váriavel de -1 a 1 V com forma de onda quadrada, já a portadora é uma triangular com amplitude de -1 a 1 V, como está mostrado nas Figura 27 e Figura 28.

As formas de onda para operação com razão cíclica de 50% são mostradas na Figura 25 onde se nota a tensão de entrada, a tensão no barramento de corrente contínua, a tensão de saída do inversor antes da filtragem, a tensão de saída do inversor e a corrente no indutor. Os detalhes das formas de onda do estágio de potência são mostradas na Figura 26. Por sua vez, as formas de onda do estágio de modulação e seus detalhes são mostradas nas Figura 27 e Figura 28.

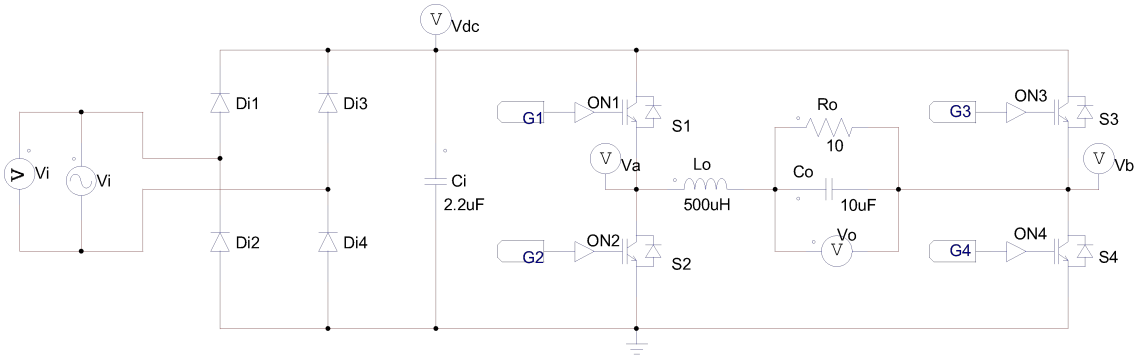


Figura 23 – Estágio de potência do inversor PWM senoidal sem barramento cc.

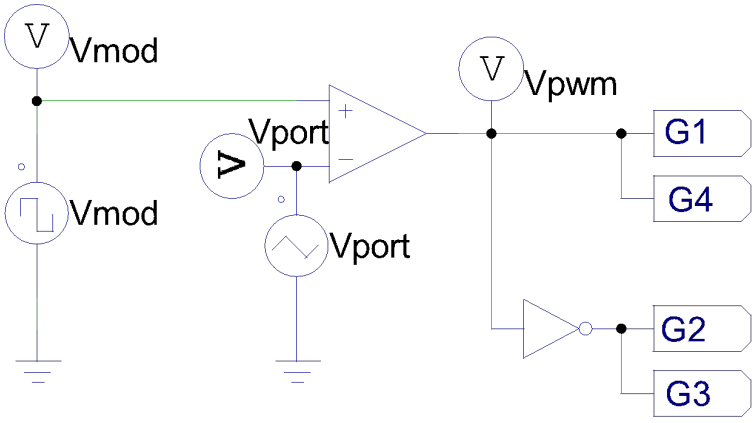


Figura 24 – Circuito da modulação do inversor PWM senoidal sem barramento cc.

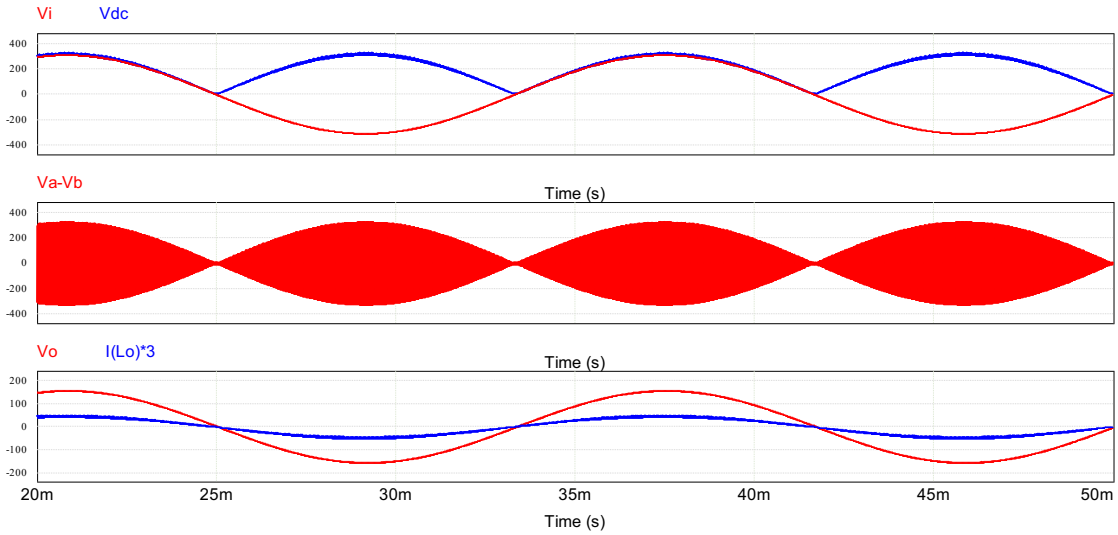


Figura 25 – Principais formas de onda do conversor com razão cíclica de 50%.

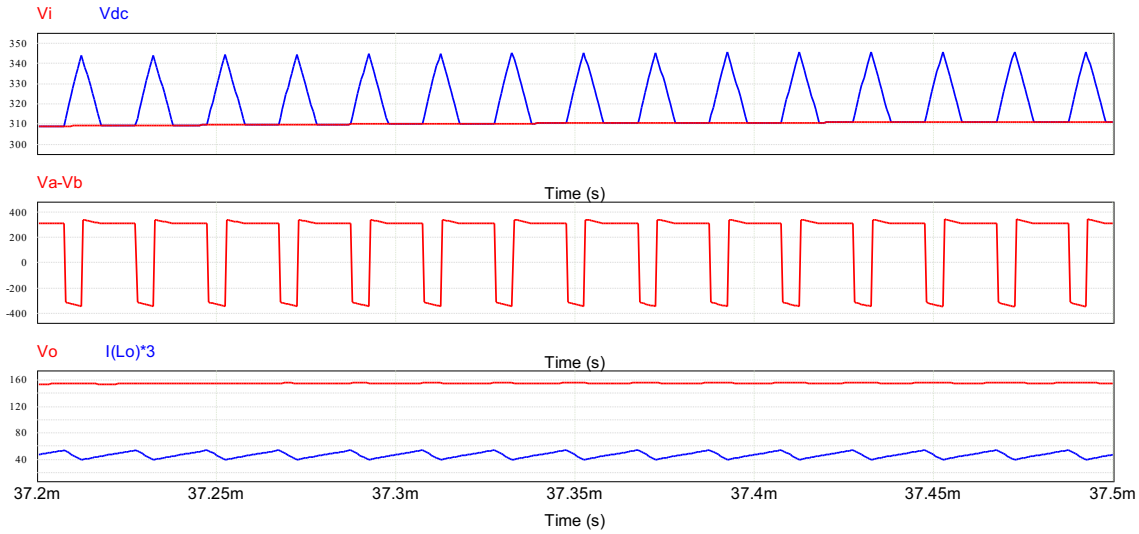


Figura 26 – Detalhe das formas de onda do estágio de potência do conversor.

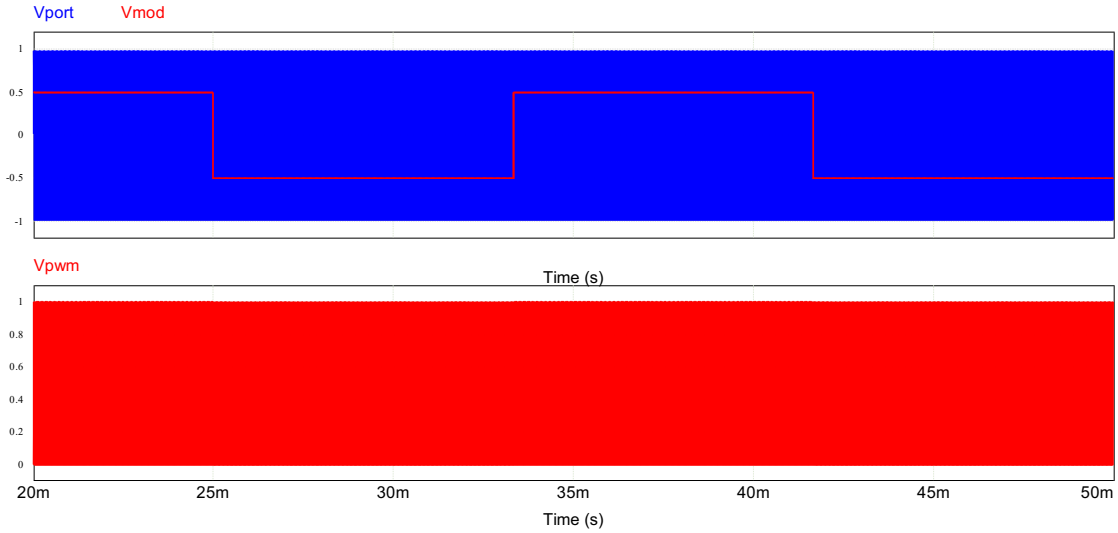


Figura 27 – Formas de onda da modulação do inversor PWM senoidal sem barramento cc.

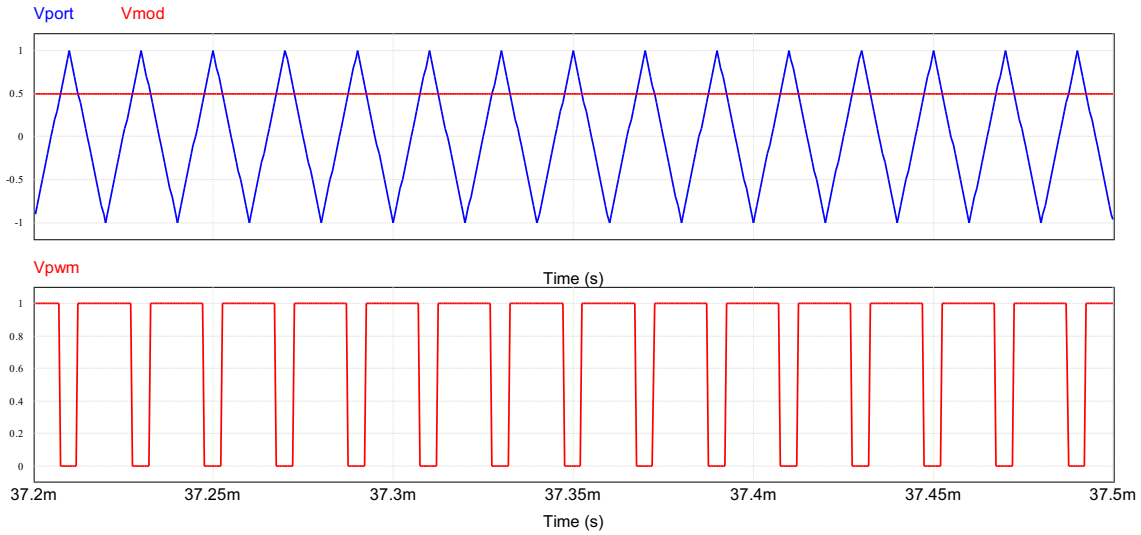


Figura 28 – Detalhe da modulação do inversor PWM senoidal sem barramento cc.

4 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 13, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

A tensão de entrada será igual a tensão de pico da rede de energia elétrica da entrada. Assim:

$$V_{DC} = v_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot v_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de entrada do inversor, ou seja, 311 V.

A tensão eficaz na carga será:

$$V_{o(ef)} = V_{o(pk)} = 311V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 17, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

A tensão de entrada será igual a tensão de pico da rede de energia elétrica da entrada. Assim:

$$V_{DC} = v_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot v_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de entrada do inversor, ou seja, 311 V.

A tensão eficaz na carga será:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{311}{\sqrt{2}} = 220V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{220}{10} = 22A$$

ER 03) Considerando o circuito da Figura 23, determine:

- A tensão de entrada do inversor;
- A máxima tensão de pico na saída;
- A máxima tensão eficaz na carga;
- A máxima corrente de pico na carga;
- A máxima corrente eficaz na carga.

A tensão de pico na entrada do inversor será igual a tensão de pico da rede de energia elétrica da entrada. Assim seu valor de pico e médio serão:

$$V_{DC(pk)} = v_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot v_i = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

$$V_{DC} = \frac{2 \cdot V_{DC(pk)}}{\pi} = \frac{2 \cdot v_{i(pk)}}{\pi} = \frac{2 \cdot 311}{\pi} \cong 198V$$

.

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de entrada do inversor, ou seja, 311 V.

A tensão eficaz na carga será:

$$V_{o(ef)} = \frac{V_{o(pk)}}{\sqrt{2}} = \frac{311}{\sqrt{2}} = 220V$$

.

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{220}{10} = 22A$$

.

Exercícios Propostos

EP 01) Explique a diferença entre inversores os inversores: onda quadrada, PWM senoidal e PWM senoidal sem barramento em corrente contínua.

EP 02) Qual destes inversores opera naturalmente em malha aberta: onda quadrada, PWM senoidal ou PWM senoidal sem barramento em corrente contínua?

EP 03) Quais as vantagens de se empregar inversores onda quadrada?

EP 04) Cite cargas que podem ser alimentadas por inversores onda quadrada.

EP 05) Cite cargas que não podem ser alimentadas por inversores onda quadrada?

EP 06) O que são inversores com forma de onda quase senoidal?

EP 07) Quais as vantagens de se empregar inversores PWM senoidal?

EP 08) Quais as vantagens de se empregar inversores PWM senoidal sem barramento cc?

EP 09) Simule o circuito da Figura 13 considerando a tensão da fonte como sendo de 110 V.

EP 10) Simule o circuito da Figura 17 considerando a tensão da fonte como sendo de 110 V.

EP 11) Simule o circuito da Figura 23 considerando a tensão da fonte como sendo de 110 V.

EP 12) Dimensione o capacitor de filtro do retificador do circuito da Figura 17 para uma ondulação de 20%, considerando a carga apresentada naquele circuito.

5 Laboratório

5.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores cc-ca operando como inversores com modulação PWM senoidal.

Em síntese, objetiva-se:

- Aplicar os princípios da modulação PWM senoidal;
- Simular um conversor cc-ca operando em malha aberta;
- Entender os princípios básicos de conversores cc-ca;
- Realizar medições no circuito no circuito simulado;
- Observar as formas de onda sobre os elementos do circuito.

5.2 Inversor Onda Quadrada

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 29. A tensão de entrada (v_i) será de 220 V. Conecte um resistor de carga de 10 Ω. Os diodos são ideais, o capacitor C_i tem capacitância de 220 μF.

Implemente um circuito de comando que gere uma tensão quadrada na carga. Para tal, utilize a modulação de dois níveis. A frequência fundamental da tensão de saída (vo) será de 60 Hz.

Simule o circuito mostrado na Figura 29 e meça os valores solicitados a seguir.

$V_{o(pk)}$ = _____ $V_{o(ef)}$ = _____ F_o = _____

$i_{o(ef)}$ = _____ $i_{in(avg)}$ = _____ $i_{i(ef)}$ = _____

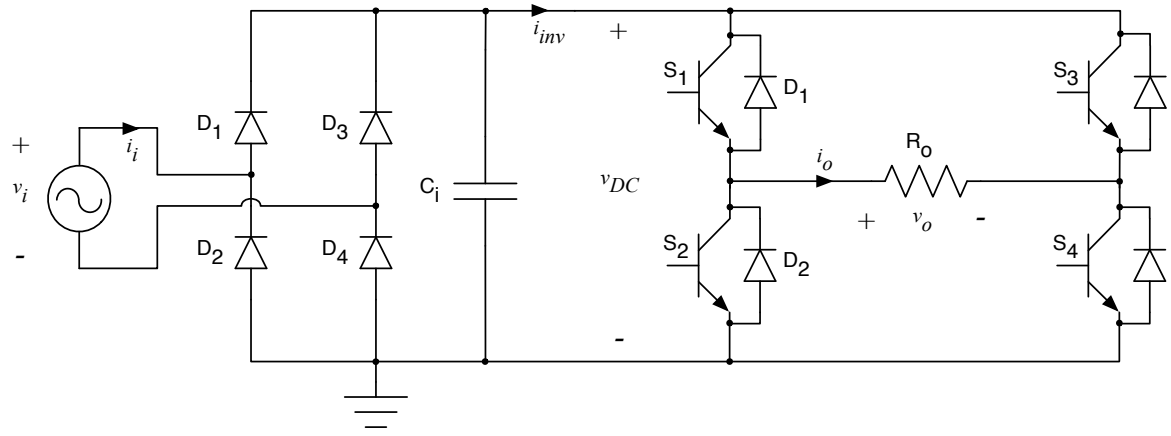


Figura 29 – Inversor onda quadrada.

5.1 Inversor PWM Senoidal

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 30. A tensão de entrada (v_i) será de 220 V. O resistor de carga será de 10 Ω, o capacitor de filtro da tensão de saída será de 10 µF. O indutor de filtro da corrente de saída será de 500 µF. Os diodos são ideais, o capacitor tem capacitância C_i de 220 µF. A frequência de comutação será de 50 kHz.

Implemente um circuito de comando que gere uma tensão senoidal na carga. Para tal, utilize a modulação de três níveis. A frequência fundamental da tensão de saída (v_o) será de 60 Hz.

Simule o circuito mostrado na Figura 30 com índice de modulação de 80% e meça os valores solicitados a seguir.

$V_{o(pk)}$ = _____ $V_{o(ef)}$ = _____ F_o = _____

$i_{o(ef)}$ = _____ $i_{in(avg)}$ = _____ $i_{i(ef)}$ = _____

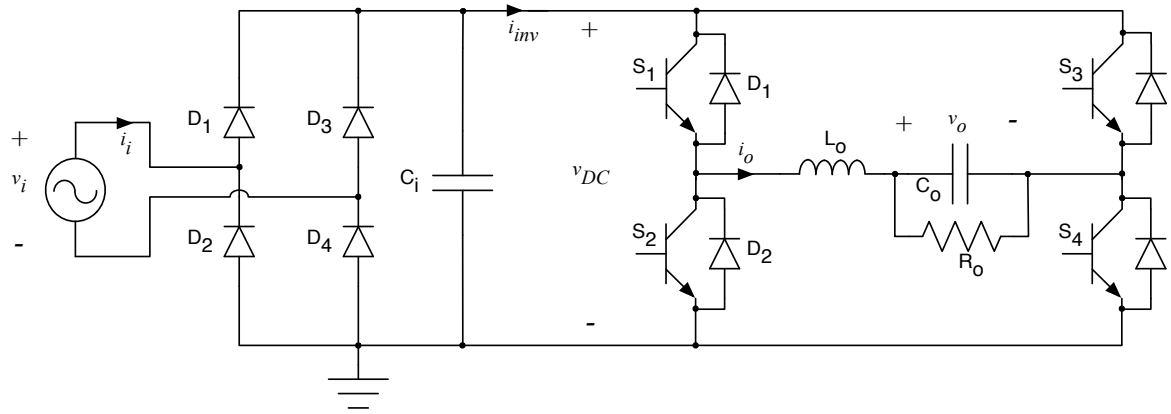


Figura 30 – Inversor PWM senoidal.

5.1 Inversor PWM Senoidal sem Barramento CC

Implemente no simulador o circuito mostrado na Figura 31. A tensão de entrada (v_i) será de 220 V. O resistor de carga será de 10 Ω, o capacitor de filtro da tensão de saída será de 10 µF. O indutor de filtro da corrente de saída será de 500 µF. Os diodos são ideais, o capacitor tem capacitância C_i de 2,2 µF.

A frequência de comutação será de 50 kHz. Implemente um circuito de comando que gere uma tensão senoidal na carga. Para tal, utilize a modulação de três níveis. A frequência fundamental da tensão de saída (v_o) será de 60 Hz.

Simule o circuito mostrado na Figura 31 com índice de modulação de 80% e meça os valores solicitados a seguir.

$V_{o(pk)}$ = _____ $V_{o(ef)}$ = _____ F_o = _____

$i_{o(ef)}$ = _____ $i_{in(avg)}$ = _____ $i_{i(ef)}$ = _____

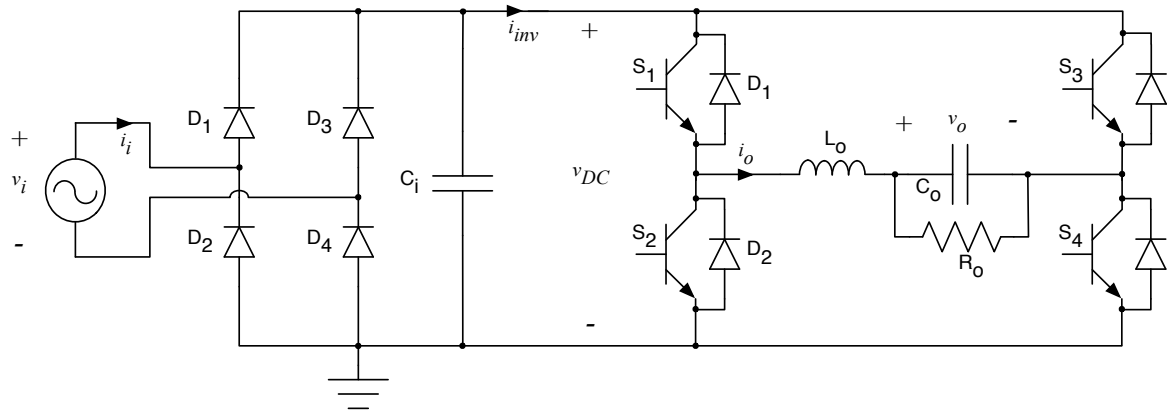


Figura 31 – Inversor PWM senoidal sem barramento cc.

5.2 Questões – Comente suas respostas.

1) O circuito operou corretamente, ou seja, conforme o esperado?
2) Quais foram as dificuldades encontradas nesta aula de laboratório?
3) Alterando-se o índice de modulação, a tensão de saída poderia ser alterada?
4) Como poderia ser alterada a frequência da tensão de saída do inversor?

6 Referências

[1] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[2] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[3] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[4] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Florianópolis, SC - Brasil – Edição dos Autores, 2000.

[5] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[6] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

24

Capítulo

Conversores CA-CA

Meta deste capítulo

Estudar os princípios de funcionamento dos conversores de tensão alternada.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento dos conversores ca-ca;
- Analisar circuitos de conversores ca-ca;
- Simular circuitos de conversores ca-ca;
- Implementar circuitos de conversores ca-ca.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes aos conversores ca-cc e cc-cc.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos estabilizadores de tensão alternada.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores deste curso foram estudados os conversores ca-cc, cc-cc e cc-ca. Agora, por fim, se estudarão os conversores ca-ca, fechando-se os quatro grupos de conversores que compõem a eletrônica de potência

Este primeiro capítulo abordará alguns aspectos de cunho geral, aplicáveis a todos os conversores ca-ca e em seguida se estudará em detalhes os conversores ca-ca operando com tiristores, nas funções de gradadores e variadores de tensão. No próximo capítulo serão estudados os estabilizadores de tensão alternada.

Os conversores ca-ca são utilizados em diversas aplicações, tanto na indústria, no comércio e nas residências, seja para controle de temperatura, partida de motores, estabilizadores de tensão, dentre outras aplicações.

A Figura 1 mostra exemplos de conversores ca-ca utilizados em acionamentos elétricos, para controle da corrente de partida de motores de indução monofásicos e trifásicos, que são aplicações típicas para estes conversores.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos relacionados aos conversores ca-ca e em detalhes os conversores operando em baixa frequência com o emprego de tiristores, onde serão apresentados resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos.

Figura 1 – Chaves de partida para motores de indução monofásicos e trifásicos.
Fonte: https://www.weg.net. Acesso em: 12/06/2020.

2 Conversores CC-CA

2.1 Introdução

Os conversores ca-ca são um dos quatro grupos de conversores mostrados na Figura 2, sendo que já foram estudados neste curso os conversores ca-cc (retificadores), cc-cc, cc-ca (inversores). Por sua vez, os conversores ca-ca em alguns casos são denominados de gradadores, variadores ca, condicionadores de tensão, estabilizadores ca, etc. Na Figura 3 mostram-se alguns modelos de conversores comerciais, para aplicações de baixa e média potência e com diferentes faixas de preços, conforme o uso a que se destinam.

Assim, a seguir serão apresentados os principais conceitos envolvendo conversores ca-ca e o princípio de funcionamento dos mesmos.

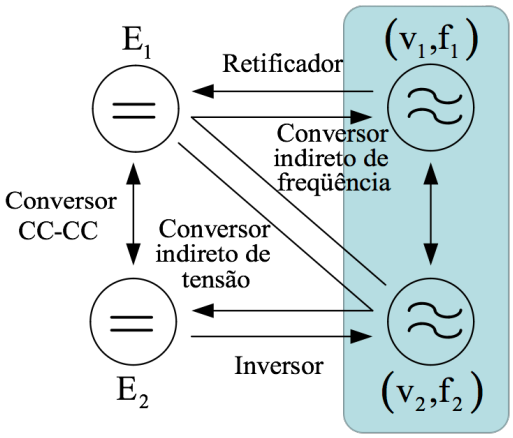


Figura 2 – Categorias de conversores estáticos.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

Figura 3 – Exemplos de conversores ca-ca comerciais.

Fonte: https://www.amazon.com.br/ e https://www.americanas.com.br/. Acesso em: 12/06/2020.

2.2 Princípio Geral dos Conversores CC-CA

A Figura 4 mostra as formas de onda típicas de entrada e saída dos conversores de tensão alternada, onde se pode notar que o objetivo principal é converter uma tensão alternada em outra tensão alternada, mas que neste caso poderá ter amplitude modificada, por exemplo. Em algumas tecnologias de conversores é possível também alterar a frequência e forma da tensão de saída.

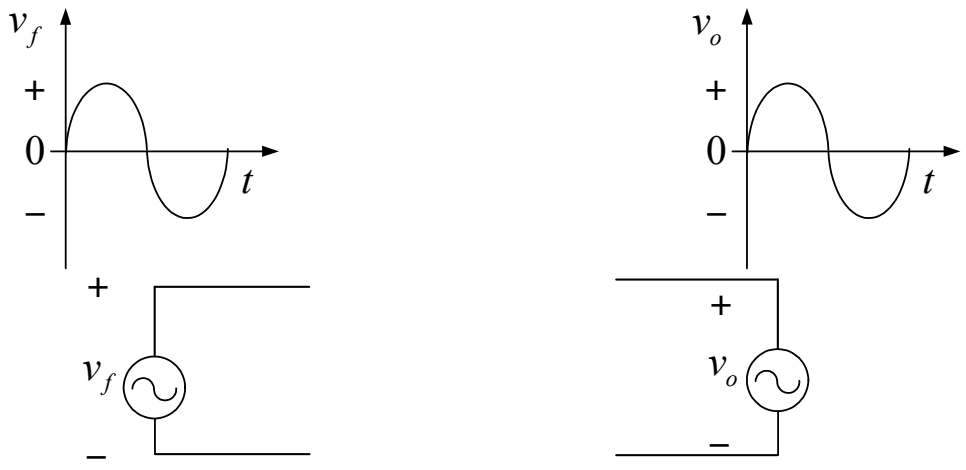


Figura 4 – Princípio geral dos conversores ca-ca.

2.3 Classificação de Conversores CA-CA

Uma classificação simples e sem intuito de aprofundar o assunto é apresentada a seguir, usando-se critérios mais gerais. Assim, os conversores ca-ca podem ser classificados por:

- Número de fases – em termos de número de fases, os conversores ca-ca podem ser monofásicos (uma fase), bifásicos (duas fases), trifásicos (três fases) ou n-fásicos, isto é, com qualquer número de fases. Na Figura 5 é mostrado um conversor monofásico com tiristores, enquanto nas Figura 6 e Figura 7 mostram-se conversores trifásicos. O conversor da Figura 6 tem a carga com conexão em estrela, enquanto a Figura 7 tem a carga conectada em triângulo;
- Direcionalidade do fluxo de energia – os conversores ca-ca, por princípio, devem ser bidirecionais em termos de fluxo de energia, visto se estar trabalhando com tensões positivas e negativas e correntes positivas e negativas;
- Frequência de comutação dos interruptores – os conversores podem operar em baixas frequências, com valor próximo ao da rede (60 Hz) ou alta frequência com modulação PWM senoidal, podendo chegar a dezena de kHz. Valores típicos de frequência de comutação de inversores para acionamento de motores são da ordem de 5 a 10 kHz. Esta frequência está na faixa audível, mas que em ambientes industriais é tolerada. Além disso, os interruptores bidirecionais podem ser implementados de diferentes formas, como pode ser observado na Figura 5, onde se utilizam dois tiristores do tipo

SCR (retificador controlado de silício) ou um tiristor do tipo TRIAC (tríodo para corrente alternada). A solução com TRIAC é mais simples, pois necessita apenas de um pulso de disparo, mas encontra limitações na disponibilidade destes componentes para correntes elevadas, sendo que neste caso precisará ser utilizado o SCR;

- Estratégia de comutação – os conversores ca-ca podem operar em baixa frequência, isto é, na frequência da rede de energia elétrica, como os exemplos mostrados nas Figura 5 e Figura 6; ou em alta frequência, com modulação por largura de pulsos, por exemplo, como o conversor ca-ca Buck mostrado na Figura 9;
- Isolamento – os conversores ca-ca podem ser não-isolados ou isolados. Os exemplos das Figura 5 e Figura 6 são conversores não-isolados, enquanto o conversor da Figura 8 é um exemplo de conversor isolado;
- Sistema de controle – o controle dos conversores ca-ca, de modo idêntico aos inversores de tensão, em geral é pela tensão de saída, sendo comum também se medir a corrente da carga, tanto para controle como para proteção do conversor;
- Perdas na comutação – os conversores podem operar com comutação convencional, denonimada de dissipativa (*hard switching*) ou comutação suave (*soft switching*). Nesta última o conversor será projetado com elementos adicionais para que se reduzam as perdas na comutação do mesmo.

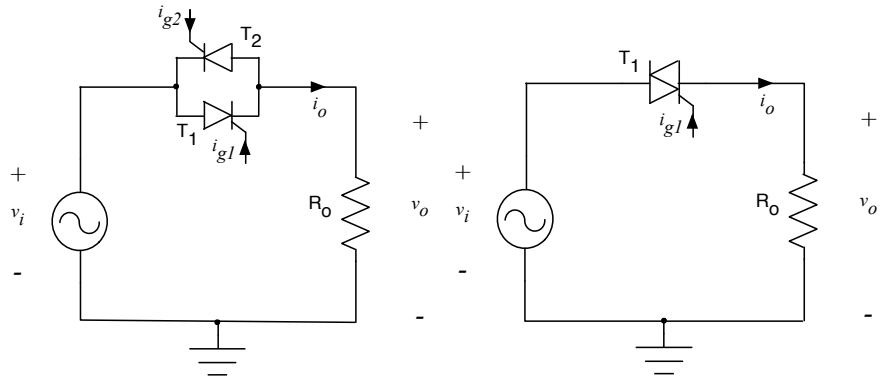


Figura 5 – Conversor monofásico com SCRs e com TRIAC.

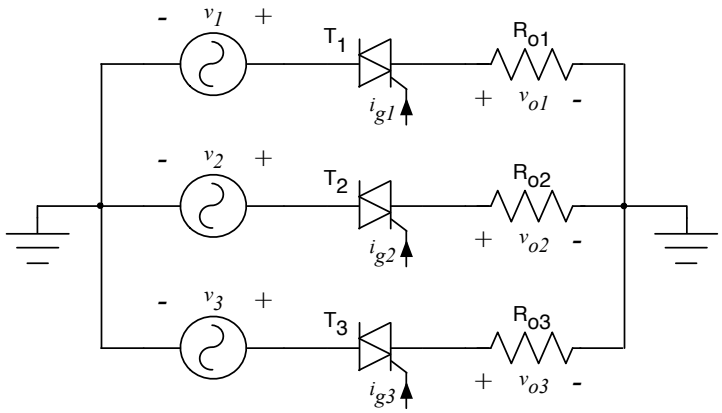


Figura 6 – Conversor trifásico com conexão da carga em estrela (Y).

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

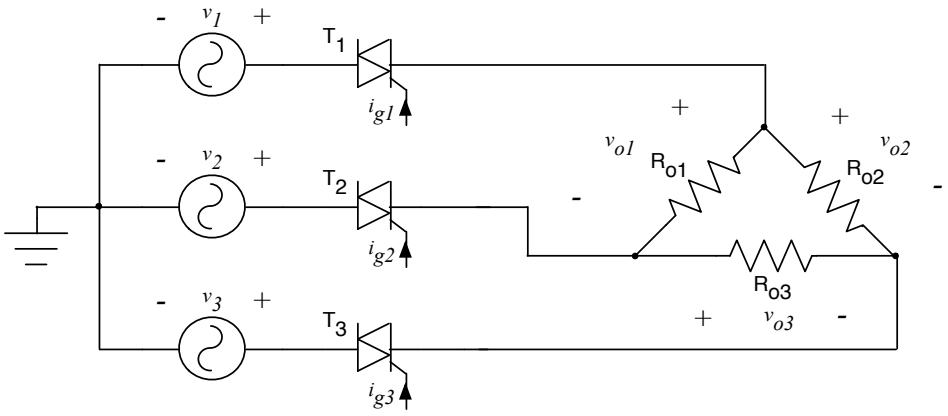


Figura 7 – Conversor trifásico com conexão da carga em triângulo/delta (Δ).

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

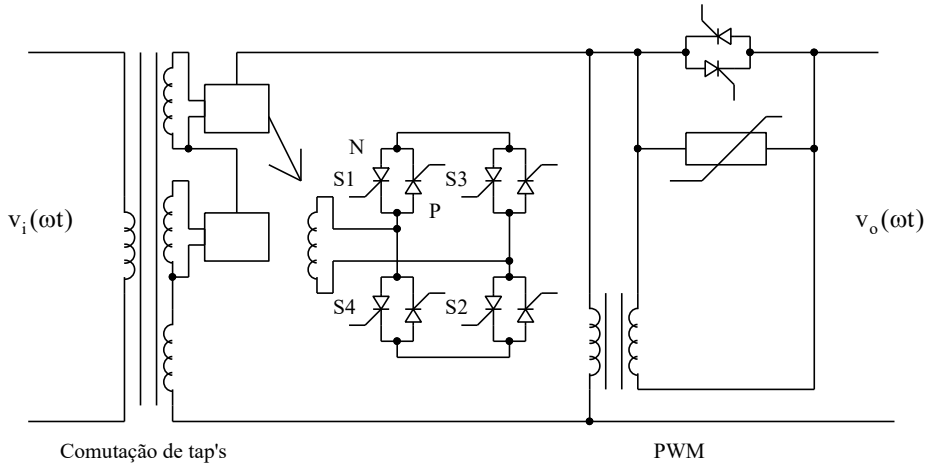


Figura 8 – Exemplo de conversor ca-ca isolado.

Fonte: (Petry, 2001).

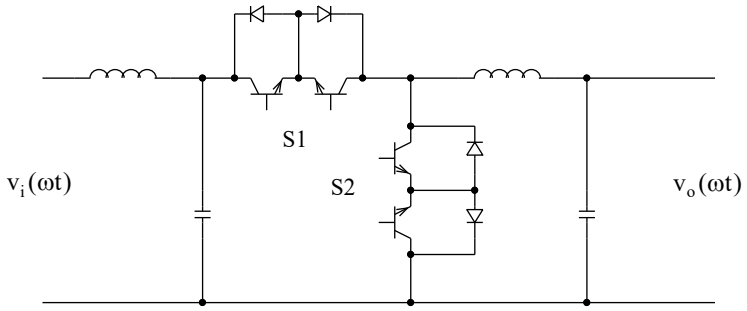


Figura 9 – Conversor ca-ca baseado no conversor Buck com filtro de entrada.

2.4 Aplicações dos Conversores CC-CA

Os conversores ca-ca tem inúmeras aplicações, sendo algumas delas:

- Controle de intensidade luminosa;
- Controle de temperatura;
- Controle de velocidade de motores de indução;
- Limitação da corrente de partida de motores de indução;

- Estabilizadores de tensão;
- Filtros ativos;
- Pré-estabilização em fontes de alimentação e UPS;
- Economia de energia;
- Sistemas de potência;
- Entre outras.

2.5 Problema da Comutação de Conversores CA-CA

O desenvolvimento de conversores ca-ca operando em alta frequência com modulação por largura de pulsos (PWM) ocorreu mais intensamente no final do século passado (anos 1990) e início do século presente (anos 2000). Para mostrar o problema da comutação em conversores ca-ca será utilizado um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais em corrente e tensão, o qual é mostrado na Figura 10. Para estudar a comutação considera-se que as tensões de entrada e na carga são positivas, e que a corrente na carga, e conseqüentemente no indutor L_o, também é positiva, conforme indicado na Figura 10; em outras palavras, se considera operação no semiciclo positivo da tensão de entrada.

Considerando que o interruptor S_a está conduzindo, resultará no circuito apresentado na Figura 11, fazendo com que a tensão na carga aumente. Por outro lado, para diminuir a tensão na carga, coloca-se em condução o interruptor S_b. Assim, se tem duas possibilidades: comandar o interruptor S_b a entrar em condução antes de abrir o interruptor S_a ou abrir o grupo S_a e depois comandar a entrada em condução do grupo S_b. No primeiro caso o comando é com sobreposição de sinais, enquanto no segundo caso é com tempo morto.

A Figura 12 mostra-se o circuito para sinais de comando com sobreposição, conforme citado acima. Pode-se perceber pela figura que irá ocorrer um curto-circuito da fonte de entrada, o qual poderá implicar em danos aos componentes do circuito. Por sua vez, a Figura 13 mostra o circuito resultante para comando com tempo morto. Neste caso a corrente do indutor L_o não terá caminho para circular, o que provocará uma sobretensão sobre os interruptores.

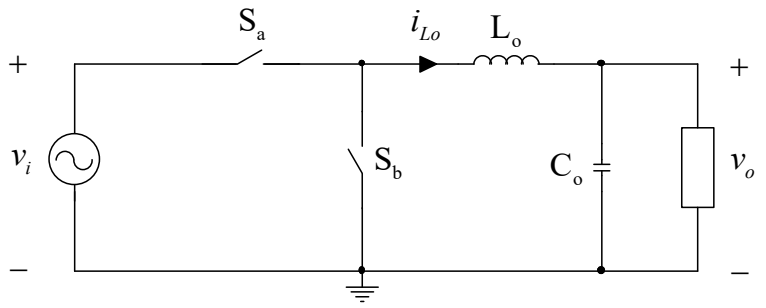


Figura 10 – Conversor Buck ca-ca para estudo da comutação.

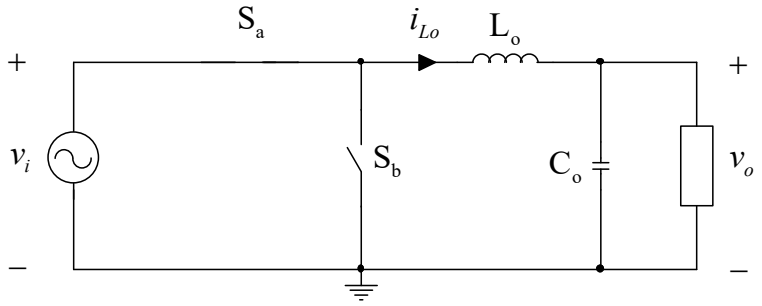


Figura 11 – Interruptor S_a conduzindo.

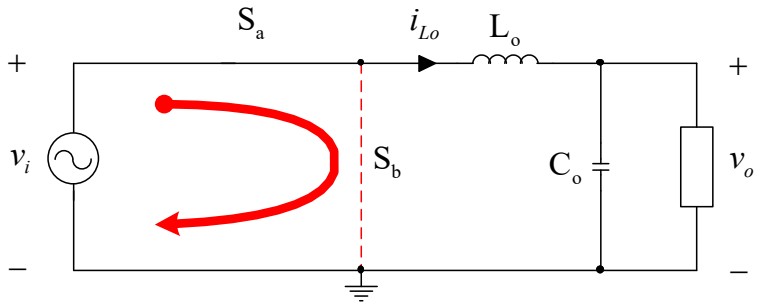


Figura 12 – Comando com sobreposição de sinais.

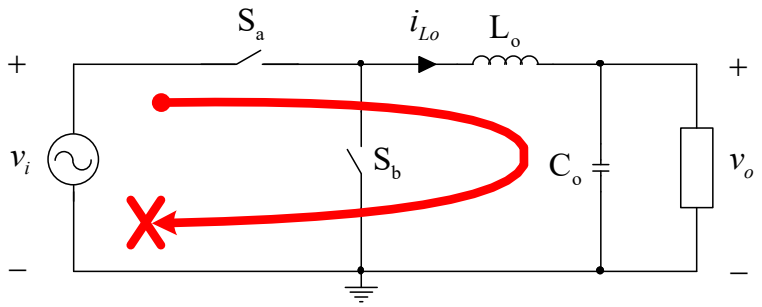


Figura 13 – Comando com tempo morto.

Em conversores para corrente contínua (cc-cc) o problema da conversão não acontece, pois ao se abrir o interruptor, o diodo de roda-livre entra em condução naturalmente, sem provocar curto-circuito na fonte, ou sem interromper o caminho da corrente no indutor.

Inicialmente o problema da comutação de conversores ca-ca foi resolvido utilizando comando com tempo morto e inserindo um circuito resistivo-capacitivo (RC) para ser o caminho para a corrente em caso de cargas indutivas. Neste caso, a dissipação de potência neste circuito RC é alta, diminuindo o rendimento do conversor. Posteriormente foram desenvolvidas técnicas de comutação, por exemplo considerando o convesor ca-ca como dois conversores, um para o semiciclo positivo da tensão da rede e outro para a tensão negativa, simplificando o acionamento dos quatro interruptores bidirecionais (S_1/D_1), utilizando configurações semelhantes aos inversores de tensão. O desenvolvimento destas técnicas permitiu um avanço significativo no desenvolvimento de conversores ca-ca operando com modulação PWM.

Por sua vez, em conversores tiristorizados, que serão estudados neste capítulo, se pode ter problemas de comutação quando da operação com cargas indutivas, visto os tiristores bloquearem apenas na passagem da corrente por zero, o que pode levar a dois tiristores conduzirem ao mesmo tempo e em consequência se ter curto-circuitos em partes do circuito destes conversores.

3 Conversor CA-CA a Tiristores

3.1 Introdução

Os conversores ca-ca podem operar com frequência baixa ou alta, conforme discutido anteriormente. Neste capítulo serão estudados os conversores operando em baixa frequência utilizando tiristores (SCR ou TRIAC). No próximo capítulo deste curso, onde serão estudados os estabilizadores de tensão se abordará também os conversores ca-ca com modulação PWM e operação em alta frequência.

É importante destacar que em eletrônica de potência se entende por baixa frequência aquela na faixa de 50 e 60 Hz, que é a frequência da rede de energia elétrica. Já altas frequências são aquelas da ordem de 500 Hz até 500 kHz, por exemplo. Estes valores podem variar em virtude do avanço de tecnologia de semicondutores e topologias de conversores em estudo.

O conversor ca-ca a ser estudado neste capítulo é mostrado na Figura 14, o qual utiliza dos tiristores do tipo SCR, que terão comandos distintos, identificados pelas correntes i_{g1} e i_{g2}. A tensão reversa sobre o conjunto de tiristores é denominada de V_T, neste caso com polaridade ajustada para o tiristor T_1. Este conversor pode ter dois modos de acionamento dos interruptores, denominados de controle por ângulo de fase e controle por ciclos inteiros. Inicialmente será estudado o primeiro modo e na sequência o segundo modo.

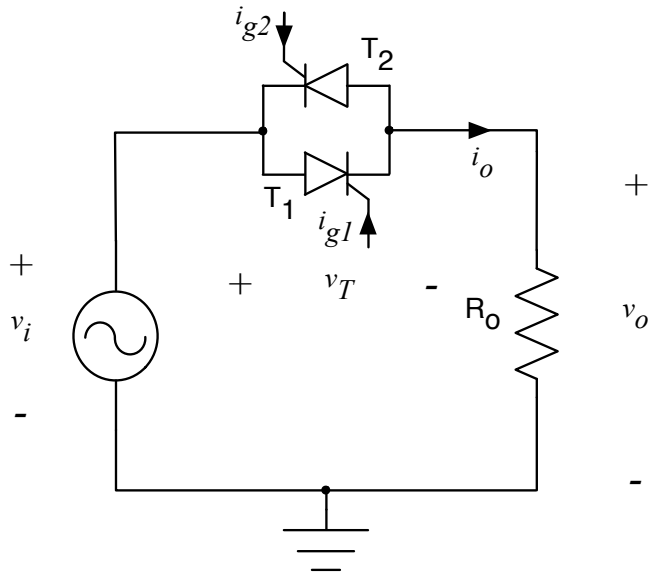


Figura 14 – Conversor ca-ca em estudo.

3.2 Conversor CA-CA – Controle por Ângulo de Fase

O conversor ca-ca da Figura 14 operando com controle por ângulo de fase emprega o acionamento convencional dos tiristores, isto é, alterando-se o ângulo de disparo dos mesmos em relação a origem, normalmente a tensão de entrada; de modo similar ao que foi estudado no capítulo correspondente ao retificador monofásico controlado. O ângulo de disparo é denominado de alfa (α) e pode variar de zero (0^o) até cento e oitenta graus (180^o) para o tiristor T_1. O ângulo de disparo do tiristor T_2 será o mesmo alfa do tiristor T_1 deslocado de 180^o.

Assim:

$\alpha \rightarrow$ ângulo de disparo do tiristor T_1;

$\alpha + 180^0 \rightarrow$ ângulo de disparo do tiristor T_2.

O conversor operando com acionamento por ângulo de fase terá quatro etapas de operação descritas a seguir:

1ª Etapa (0, α) – A tensão de entrada (v_i) é positiva polarizando diretamente o tiristor T_1 e reversamente o tiristor T_2. O sinal de comando dos tiristores é zero, então os mesmos permanecem bloqueados. A tensão e corrente na saída serão zero;

2ª Etapa (α, π) – A tensão de entrada (v_i) é positiva polarizando diretamente o tiristor T_1 e reversamente o tiristor T_2. O sinal de comando é aplicado no instante alfa (α) ao tiristor T_1 fazendo com que o mesmo entre em condução. A tensão na carga será igual a tensão de entrada. A corrente na carga será positiva, mantendo o tiristor T_1 conduzindo de α até π;

3ª Etapa (π, $\alpha+180^o$) – A tensão de entrada (v_i) é negativa polarizando diretamente o tiristor T_2 e reversamente o tiristor T_1. O sinal de comando dos tiristores é zero, então os mesmos permanecem bloqueados. A tensão e corrente na saída serão zero. O tiristor T_1 que estava conduzindo na etapa anterior bloqueia no instante em que a corrente se anula (π);

4ª Etapa ($\alpha+180^o$, 2π) – A tensão de entrada (v_i) é negativa polarizando diretamente o tiristor T_2 e reversamente o tiristor T_1. O sinal de comando é aplicado no instante alfa ($\alpha+180^o$) ao tiristor T_2 fazendo com que o mesmo entre em condução. A tensão na carga será igual a tensão de entrada. A corrente na carga será negativa, mantendo o tiristor T_2 conduzindo de $\alpha+180^o$ até 2π.

Ao finalizar a quarta etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase são mostradas na Figura 15.

Nesta figura tem-se as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), a corrente na carga (i_o), a tensão reversa sobre os tiristores (v_T) e o sinal de comando dos tiristores (v_g).

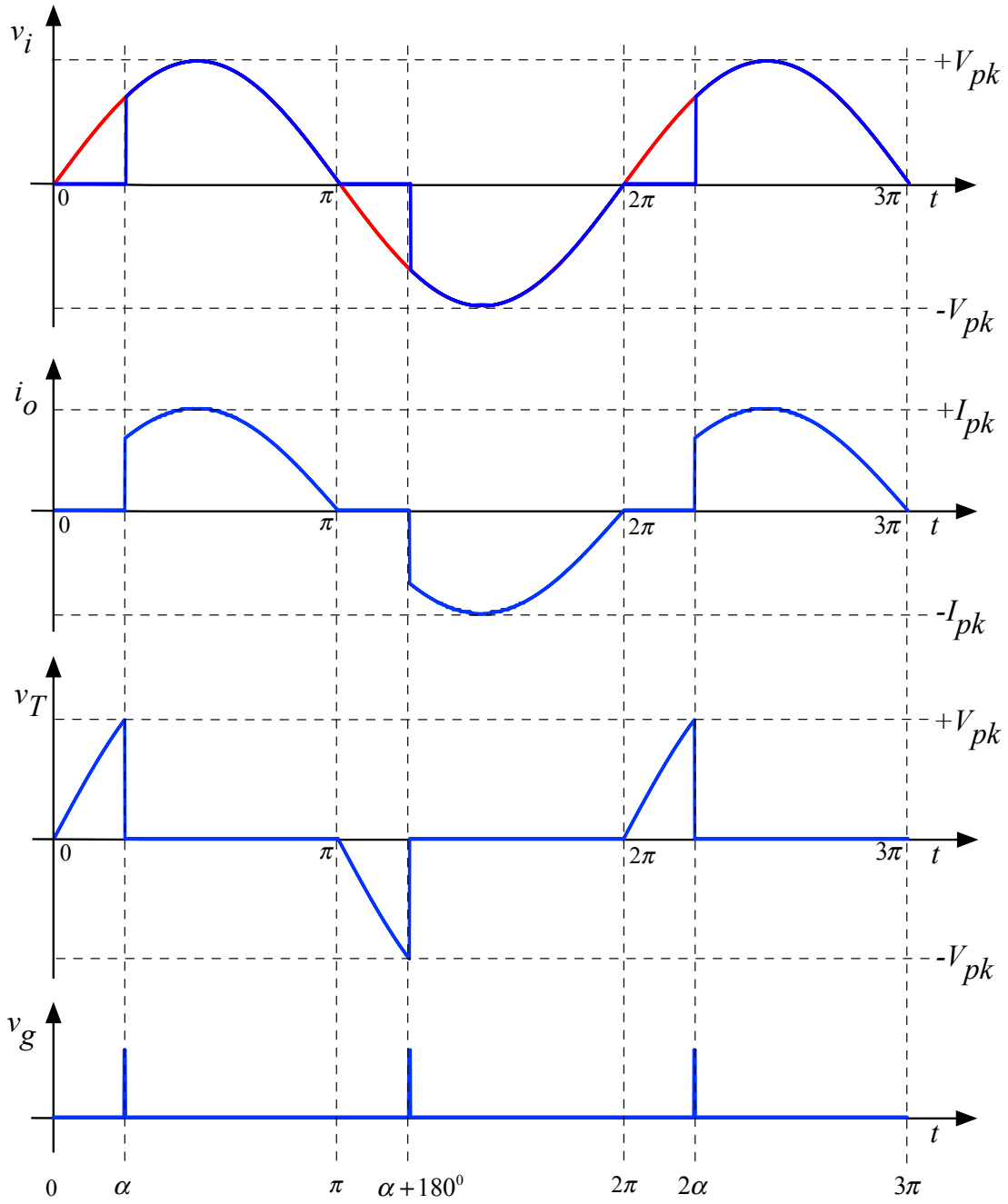


Figura 15 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

A carga considerada para as etapas de operação do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase e desenho das formas de onda foi resistiva, por ser mais simples e facilitar a análise do conversor.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 15 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{seno(2 \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi}} .$$

Já o valor de pico da tensão de saída dependerá do ângulo de disparo, sendo dado por:

$$V_{o(pk)} = \begin{cases} V_{i(pk)} \cdot seno(t) \rightarrow 0 \leq \alpha < 90^0 \\ V_{i(pk)} \rightarrow 90^0 \leq \alpha \leq 180^0 \end{cases} .$$

As correntes na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} .$$

Por fim, a potência na carga pode ser obtida por:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)}\right)^2 .$$

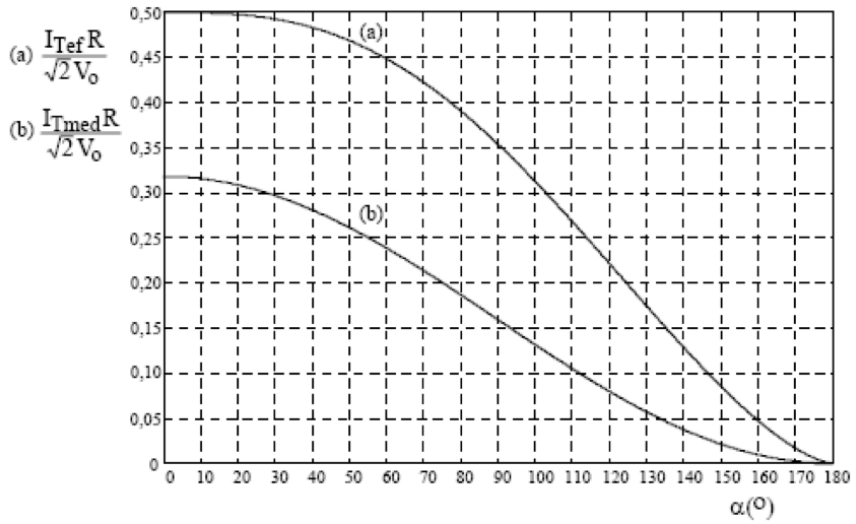


Figura 16 – Ábaco para determinar a corrente eficaz e média nos tiristores do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

As correntes eficaz e média em cada tiristor podem ser obtidas com auxílio do ábaco da Figura 16, mostrado anteriormente. O conteúdo harmônico da corrente da carga do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase pode ser determinado com auxílio das curvas da Figura 17. O fato da corrente de carga ter variações abruptas quando os tiristores entram em condução implica que esta corrente conterá harmônicas em alta frequência, as quais podem provocar interferência conduzida em outros equipamentos ligados na mesma rede de energia elétrica.

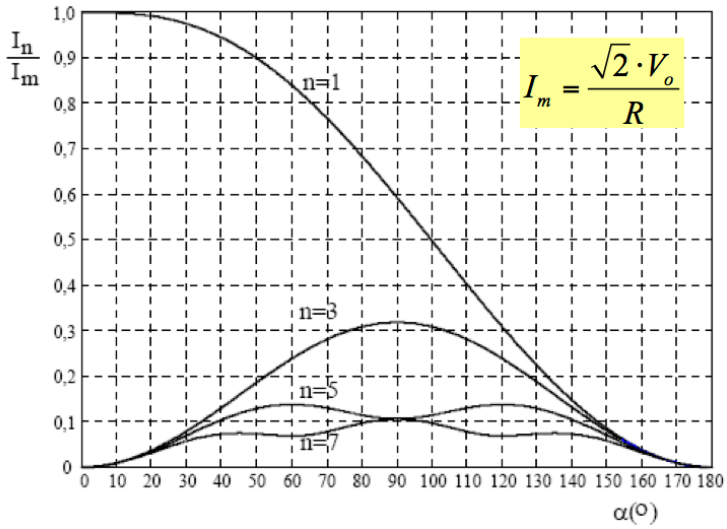


Figura 17 – Ábaco para determinar as harmônicas da corrente de carga do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

Um exemplo prático para entendimento dos valores envolvidos é dado a seguir, considerando um chuveiro elétrico com controle de temperatura empregando um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase, conforme mostrado na Figura 18.

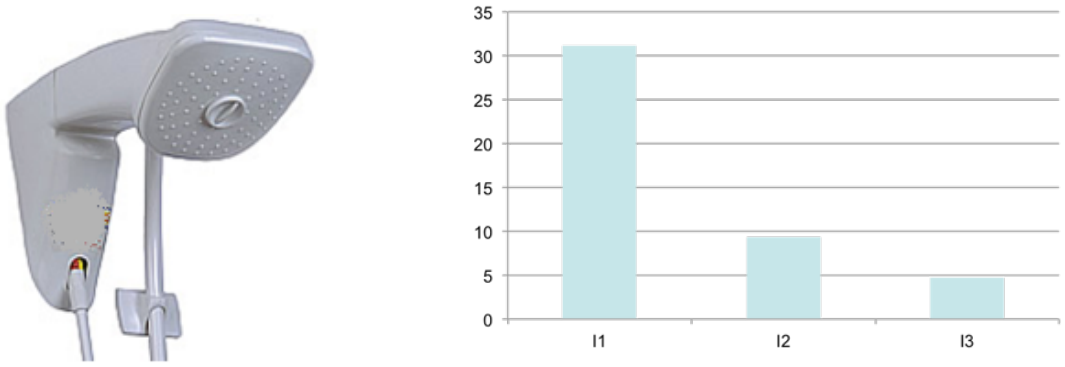


Figura 18 – Exemplo de chuveiro com controle de temperatura por controle de ângulo de fase e conteúdo harmônico na corrente suprida da rede de energia elétrica.

A potência do chuveiro é considerada como sendo de 4.800 W, ligado em uma rede de energia elétrica de 220 V. As correntes eficaz e de pico do chuveiro serão:

$$I_{o(ef)} = \frac{P_o}{V_{o(ef)}} = \frac{4800}{220} = 21{,}8\,A$$

.

$$I_{o(pk)} = \sqrt{2} \cdot I_{o(ef)} = \sqrt{2} \cdot 21{,}8 = 30{,}8\,A$$

.

As correntes em termos de frequência fundamental e harmônicas serão:

$$I_1 = I_{(f=60\,Hz)} = I_{o(pk)} = 30{,}8\,A$$

.

$$I_3 = I_{(3f=180\,Hz)} \cong 0{,}3 \cdot I_{o(pk)} = 9{,}24\,A$$

.

$$I_5 = I_{(5f=300\,Hz)} \cong 0{,}15 \cdot I_{o(pk)} = 4{,}62\,A$$

.

Nota-se que as amplitudes da terceira harmônica e quinta harmônica são significativas, o que poderá ocasionar interferência eletromagnética conduzida em cargas conectadas no mesmo ponto (PCC = ponto de conexão comum). Um exemplo típico desta interferência é o funcionamento incorreto de *modens*, roteadores e outros equipamentos de transmissão de dados, ligados na mesma rede que um chuveiro controlado por um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase. Uma forma de diminuir este problema é empregando filtros na entrada dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase, o que implica em aumento de volume, peso e custo.

Em resumo, pode-se destacar as vantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase como sendo:

- Controle linear da tensão de saída, pois o ângulo de disparo pode ser variado conforme se desejar (de grau em grau, variação de 0,1 graus ou menor, como definido em projeto);
- Não provoca efeito de cintilação (*flicker*) em virtude de quedas de tensão na impedância da rede de energia elétrica.

Já as desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase são:

- Conteúdo harmônico na corrente da carga, que pode provocar interferência em cargas conectadas na mesma rede de energia elétrica;
- Baixo fator de potência para ângulos de disparo elevados.

A carga conectada ao conversor ca-ca pode ser resistiva-indutiva (RL). Neste caso a corrente terá um atraso e atingirá o valor zero no instante β, como foi estudado nos capítulos

correspondentes dos conversores ca-cc com este tipo de carga. As formas de onda do conversor operando com carga resistiva-indutiva são mostradas na Figura 19, onde nota-se que a corrente tem formato mais suave, sem a variação abrupta que a corrente da carga resistiva pura. Esta alteração no formato da corrente altera o conteúdo harmônico da carga, efeito semelhante à utilização de um filtro no conversor.

A análise do conversor com carga mista fica significativamente mais complexa, pois agora deve-se levar em conta o ângulo de disparo dos tiristores (α) e o ângulo em que a corrente se anula (β). Detalhes e um estudo mais aprofundado do conversor ca-ca operando com carga mista podem se encontrados em (Barbi, 2005).

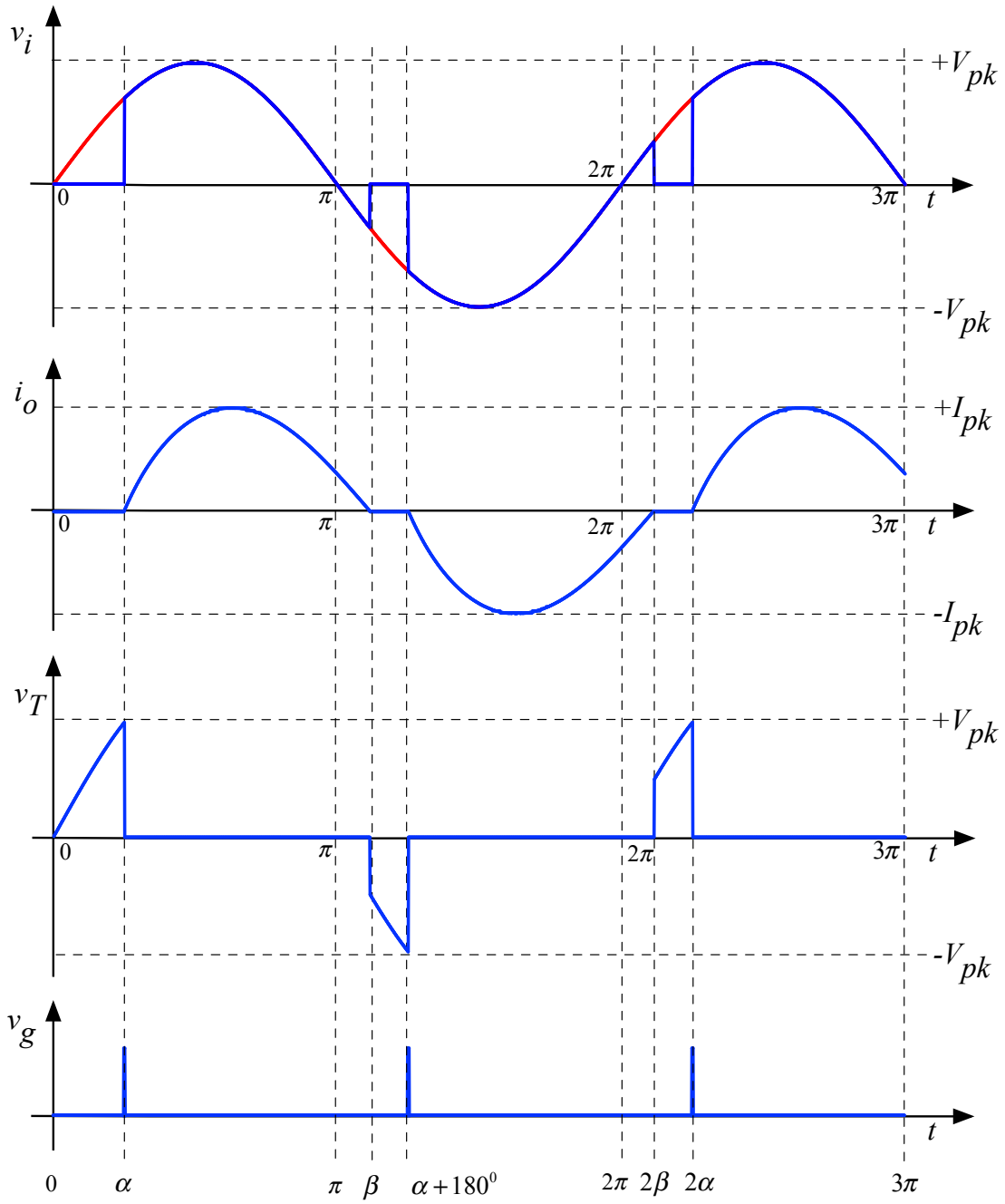


Figura 19 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase e carga resistiva-indutiva.

3.3 Conversor CA-CA – Controle por Ciclos Inteiros

O conversor ca-ca da Figura 14 operando com controle por ciclos inteiros utiliza um sinal de comando similar a modulação por largura de pulsos (PWM), onde durante o tempo em alto os tiristores serão acionados e no tempo em baixo os mesmos ficarão abertos; sempre em períodos inteiros ou semiperíodos, mas não em instantes diferentes de 0º, 180º, 360º e assim por diante. Neste caso não se tem o recorte da tensão de saída e consequente variação abrupta da corrente na carga, eliminando o problema das harmônicas de alta frequência do conversor com controle por ângulo de fase. De todo modo, o sinal de comando dos tiristores deve ser sincronizado (estar em fase) com a tensão de entrada, para que o acionamento dos mesmos ocorrá sempre na passagem por zero, além de implicar na contagem do número de períodos, visto que:

$T_{on} \rightarrow$ tempo ligado = número de períodos de acionamento dos tiristores.

$T_{off} \rightarrow$ tempo desligado = número de períodos com tiristores desligados.

$T_s \rightarrow$ período de contagem dos ciclos da rede.

Em termos de número de ciclos (períodos) se terá:

$m \rightarrow$ número de ciclos ligado;

$M \rightarrow$ número total de ciclos.

O conversor operando com acionamento por ciclos inteiros terá duas etapas de operação descritas a seguir:

1ª Etapa (0, T_{on}) – Os tiristores estão acinados e a tensão na carga é igual a tensão de entrada. Esta etapa irá durar por m de M ciclos da tensão da rede;

2ª Etapa ($T_{off} = T_s - T_{on}$) – Os tiristores estão desligados e a tensão na carga será nula. Esta etapa irá durar por M – m ciclos da tensão da rede.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros são mostradas na Figura 20, onde se mostram as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), a corrente na carga (i_o) e o sinal de comando dos tiristores (v_g).

A carga considerada para as etapas de operação do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros e desenho das formas de onda foi resistiva, por ser mais simples e facilitar a análise do conversor. De todo modo, como a tensão aplicada na carga tem formato senoidal, sendo igual a da rede de energia elétrica, a carga pode ser qualquer que não implicará em alteração no funcionamento do conversor ca-ca.

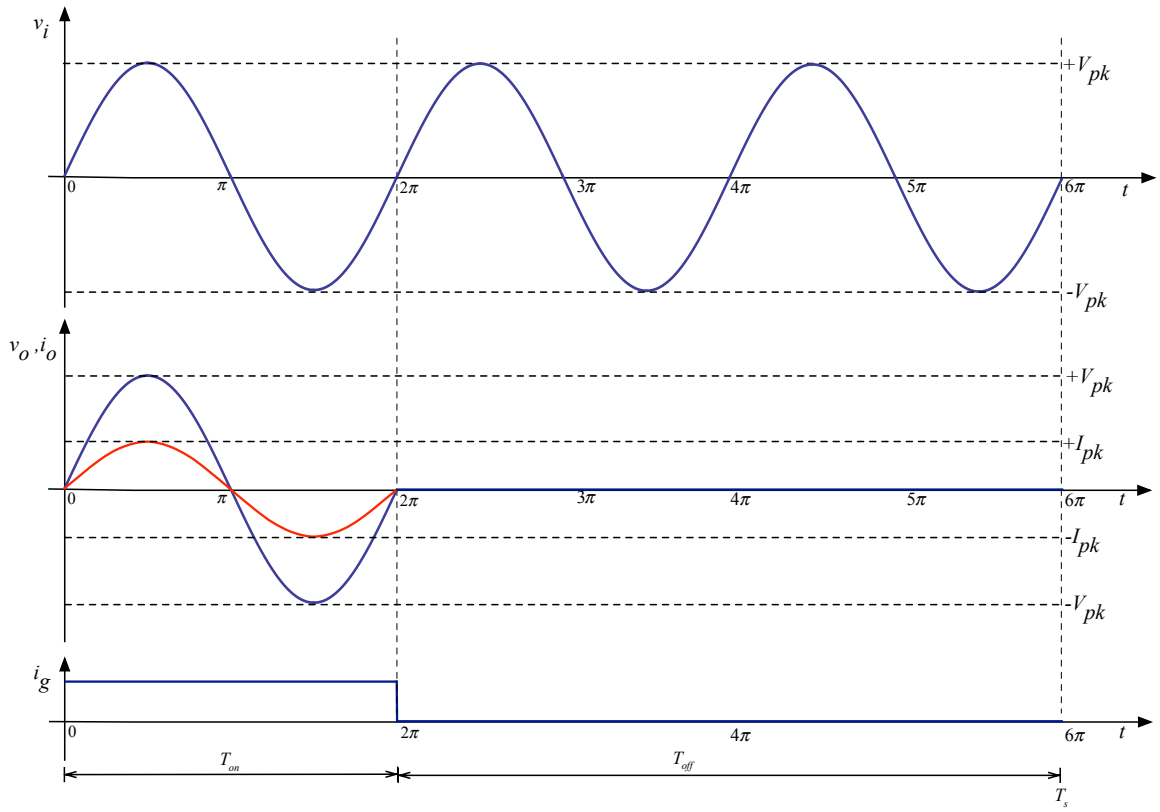


Figura 20 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 20 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}}.$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{m}{M}} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}}.$$

Para obter o valor eficaz da tensão de saída pode-se utilizar a relação entre o número de ciclos e seu total, ou do tempo ligado pelo período de acionamento dos tiristores. Similarmente a modulação PWM, pode-se definir a razão cíclica como sendo a relação entre o tempo ligado e o período total, determinando a tensão de saída como:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}.$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{D}.$$

Já o valor de pico da tensão de saída é obtido diretamente por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)}.$$

As correntes na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} .$$

Por fim, a potência na carga pode ser obtida por:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)}\right)^2 .$$

A expressão da tensão de saída do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros é obtida com auxílio da Figura 21. A corrente eficaz na carga quando os tiristores estão ligados é:

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{i(ef)}}{R_o} .$$

A potência e a energia neste intervalo serão:

$$P_{on} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)}\right)^2 ;$$

$$W_{on} = P_{on} \cdot T_{on} .$$

Por sua vez, durante o período total, a corrente eficaz será especificada como $I_{s(ef)}$ a ser determinada. A potência e energia no intervalo total serão:

$$P_s = R_o \cdot \left(I_{s(ef)}\right)^2 ;$$

$$W_s = P_s \cdot T_s .$$

Como a energia deve ser conservada, então:

$$W_{on} = W_s \rightarrow R_o \cdot \left(I_{o(ef)}\right)^2 \cdot T_{on} = R_o \cdot \left(I_{s(ef)}\right)^2 \cdot T_s ;$$

$$\left(I_{o(ef)}\right)^2 \cdot T_{on} = \left(I_{s(ef)}\right)^2 \cdot T_s ;$$

$$I_{s(ef)} = I_{o(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}} .$$

O resultado obtido pode ser estendido para os valores eficazes das tensões, então:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}} \; .$$

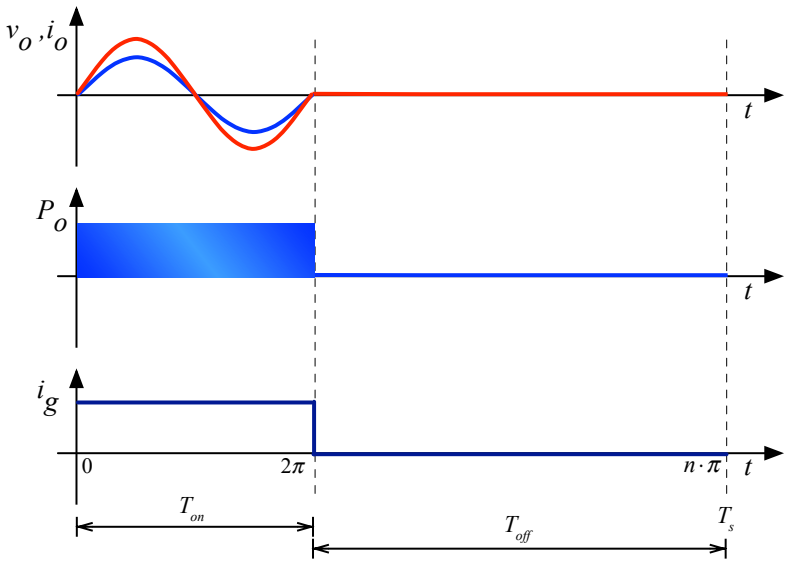


Figura 21 – Formas de onda para conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

Enquanto o controle por ângulo de fase tem como principal problema o conteúdo harmônico presente na corrente suprida da rede de energia elétrica, o controle por ciclos inteiros não apresenta este inconveniente. Por outro lado, o controle por ciclos inteiros, quando acionando cargas de alta potência, apresenta um fenômeno denominado de cintilação (*flicker*) devido a queda de tensão da corrente da carga na impedância da rede de energia elétrica, conforme mostrado na Figura 22.

O efeito da cintilação pode ser identificado a olho nu no circuito de iluminação por exemplo, quando a intensidade luminosa de lâmpadas varia em virtude da variação da tensão da rede de energia elétrica no ponto de conexão comum (PCC). Isso ocorre se no mesmo ponto (PCC) estiver conectada uma carga de alta potência, um chuveiro por exemplo, acionada por um conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

A Figura 23 mostra as formas de onda para estudo do efeito de cintilação provocado pelo controle por ciclos inteiros. Na figura pode-se notar que a tensão de entrada (v_i) antes da impedância da rede (Z_i) não tem alteração na sua amplitude. Por sua vez, a tensão no ponto de conexão comum apresenta uma amplitude menor quando a carga está ligada pelo controle por ciclos inteiros, o que acontece durante o período T_{on}. Neste intervalo a corrente da carga controlada (i_o) provoca uma queda de tensão (Δv_i) na impedância de entrada.

Por outro lado, durante o intervalo T_{off}, não há corrente circulando na carga controlada ($i_o = 0$) e, portanto, não há queda de tensão na impedância de entrada, fazendo com que a tensão no ponto de conexão comum tenha a mesma amplitude da tensão de entrada.

Este efeito (cintilação) é mais perceptível quanto maior for a corrente da carga controlada,

por isso torna não praticável este tipo de controle com cargas de potência elevada.

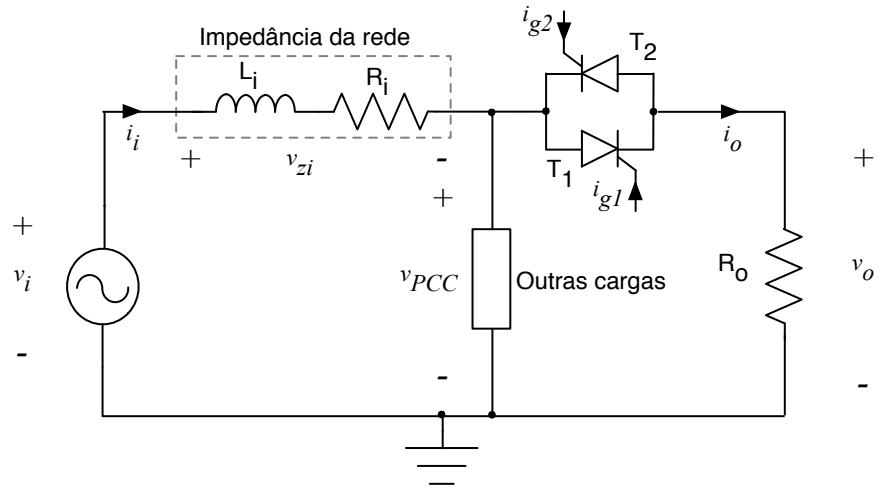


Figura 22 – Circuito para estudo do efeito de cintilação.

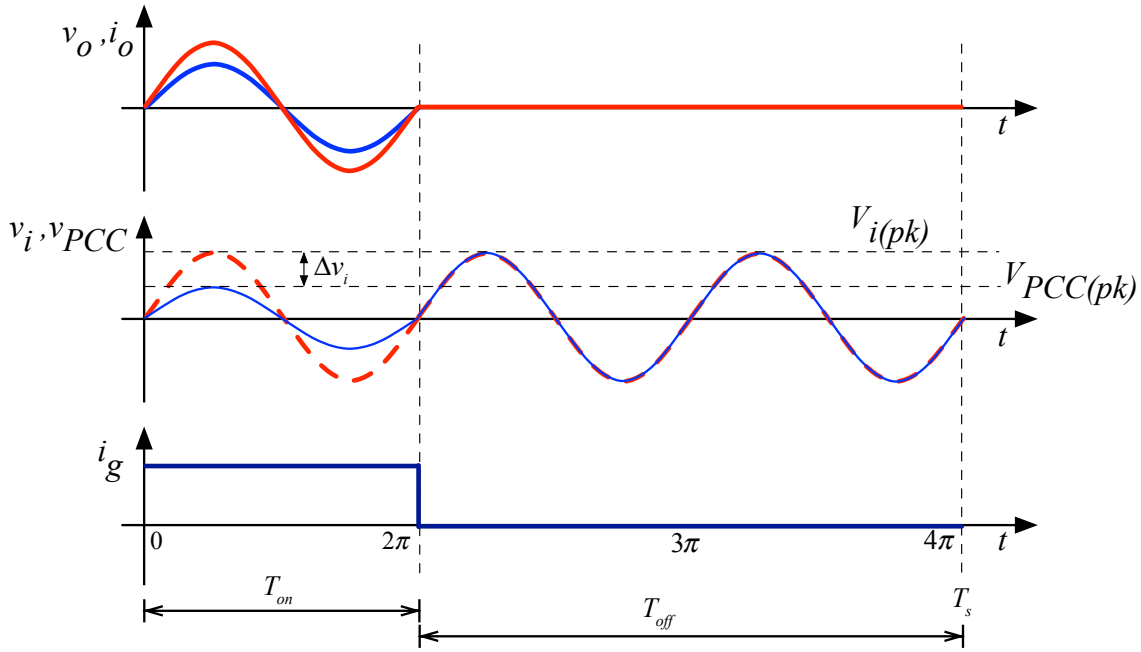


Figura 23 – Formas de onda para estudo do efeito de cintilação.

Assim, pode-se destacar as vantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros como sendo:

- A corrente da carga não possui harmônicas de alta frequência, não interferindo em outras cargas;
- Dispensa o uso de filtros para eliminar o conteúdo harmônico da corrente da carga;
- O fator de potência é unitário.

Já as desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros são:

- Controle da tensão, corrente e potência na carga em degraus (*steps*). Por exemplo, tomando a Figura 23, se teria as seguintes opções: m = 0, m = 1/3, m = 2/3 e m = 3/3, visto que M é igual a 3. Assim, se tem apenas quatro níveis de ajuste da potência na carga. A rigor, para ter um ajuste linear, se precisa ter um número de ciclos tendendo a infinito, o que é impraticável;
- Cintilação na rede de conexão da carga controlada por ciclos inteiros, afetando o funcionamento de outras cargas e o conforto visual dos usuários.

3.4 Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito apresentado na Figura 24 é conhecido como gradador ca, sendo de fato um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase. Este circuito é analógico e se altera o ângulo de disparo do tiristor (T_2) alterando o tempo de carga de um capacitor, modificando-se a resistência em série com o mesmo ($R_1 + R_2$). Para se ter um nível bem definido de disparo do tiristor principal (T_2) se utiliza outro tiristor (T_1), conhecido com DIAC ou SIDAC, conforme o fabricante do mesmo. Este tiristor não tem gatilho (*gate*), sendo disparado quando a tensão em seus terminais atinge um valor pré-determinado, semelhante a um diodo zener quando entra em operação na região reversa. O tiristor T_1 (DIAC ou SIDAC) é conhecido comercialmente como diodo para corrente alternada.

A Figura 25 mostra as formas de onda da tensão de entrada, da tensão v_c, da referência de 40 V, que é a tensão de disparo de T_1 (DIAC) e a tensão de gatilho (v_g). A rede RC é formada por R = $R_1 + R_2$ e C = C_1. A tensão de 40 V do DIAC é um valor comercial comum, por exemplo para o componente modelo DB3. A tensão de entrada na Figura 25 foi considerada 220 V e o capacitor com 1 μF. O resistor R foi alterado entre 100 Ω e 39 kΩ.

Pode-se observar pela Figura 25 que para resistências pequenas, o tempo de carga do capacitor também é pequeno e atinge-se mais rapidamente a tensão de 40 V de disparo de T_1. Assim, o ângulo de disparo de T_2 será menor, próximo de zero. Por outro lado, na medida que a resistência se aproxima de 40 kΩ o tempo de carga aumenta, demorando-se mais tempo para atingir os 40 V e obtendo-se ângulos de disparo maiores.

O ângulo de disparo de 180º é obtido com uma resistência da ordem de 39 kΩ. No entanto, o ângulo zero não é possível obter, pois o tempo minímo de carga do capacitor corresponde ao instante que a tensão senoidal da entrada passar por 40 V. Este instante pode ser determinado por:

$$V_{T1} = V_{i(pk)} \cdot seno(\theta) \rightarrow V_{T1} = 40V, V_{i(pk)} = 311V \;;$$

$$seno(\theta) = \frac{V_{T1}}{V_{i(pk)}} \;;$$

$$\theta = seno^{-1}\left(\frac{V_{T1}}{V_{i(pk)}}\right) \rightarrow \theta = seno^{-1}\left(\frac{40}{311}\right) = 7{,}8^{o} \;.$$

Se for desejado o resultado no tempo e não em ângulo, pode-se converter o resultado obtido de graus para segundos, considerando a frequência da rede de 60 Hz:

$$t = \frac{\theta \cdot T_r}{360^o} \rightarrow T_r = \frac{1}{F_r} = \frac{1}{60} = 16{,}67ms \rightarrow t = \frac{7{,}8 \cdot 16{,}67m}{360^o} = 0{,}36ms$$

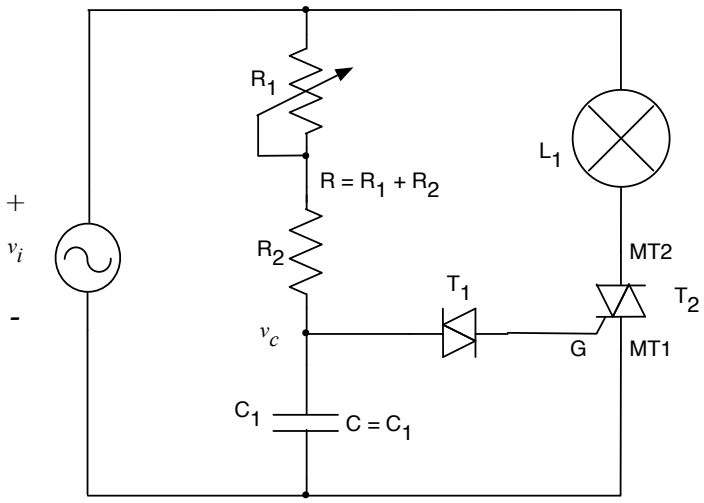


Figura 24 – Circuito de um gradador ca.

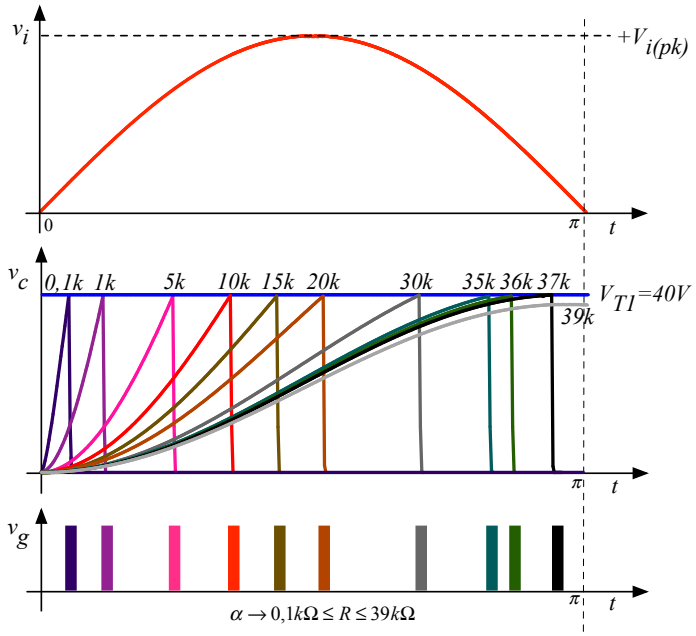


Figura 25 – Formas de onda para o gradador ca.

A análise do circuito da Figura 24 para determinar o ângulo de disparo a partir de determinado valor de resistência e indutância é uma operação matemática trabalhosa, pois se tem um circuito com fonte de alimentação senoidal envolvendo transitório de um circuito resistivo capacitivo.

3.5 Partida Suave e Controle de Cargas e Conversores

Uma aplicação distinta das citadas nos itens anteriores, para os conversores ca-ca, é o controle da corrente de partida de circuitos e conversores ou o próprio controle da tensão de saída de circuitos retificadores, a exemplo do que foi estudado no capítulo sobre retificadores controlados.

A Figura 26 mostra uma fonte linear, com transformador e retificador de onda completa em ponte com carga resistiva. Conforme mostrado na figura, os tiristores T_1 e T_2 podem ser empregados para controlar a tensão de saída v_o, ou se a fonte tiver filtro capacitivo, também a corrente de carga inicial do capacitor.

Os equipamentos disponíveis comercialmente, mostrados na Figura 1 utilizam justamente este princípio de funcionamento, qual seja: ao ligar o equipamento, o ângulo de disparo dos tiristores iniciará em 180º, variando lentamente até chegar em 0º. Assim, inicialmente a tensão aplicada a carga, no caso de chaves de partida suave, um motor de indução, será zero e aumentará lentamente, fazendo com que a corrente do motor também inicie em zero e aumente até chegar ao seu valor nominal, como mostrado na Figura 27.

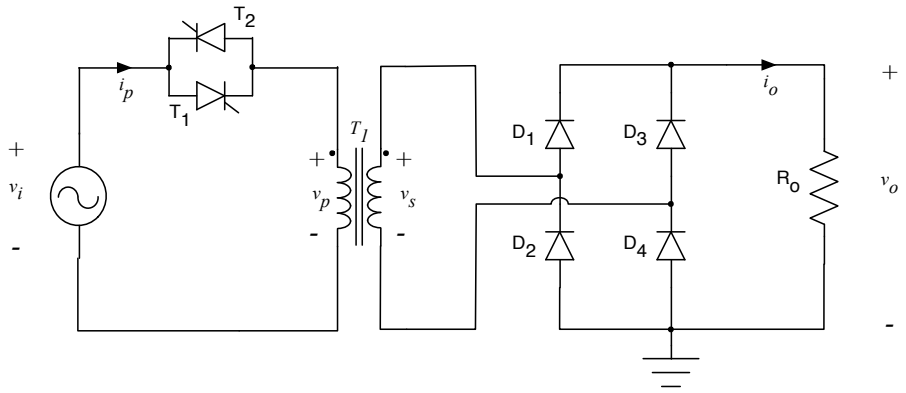


Figura 26 – Retificador controlado por tiristores no lado primário.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

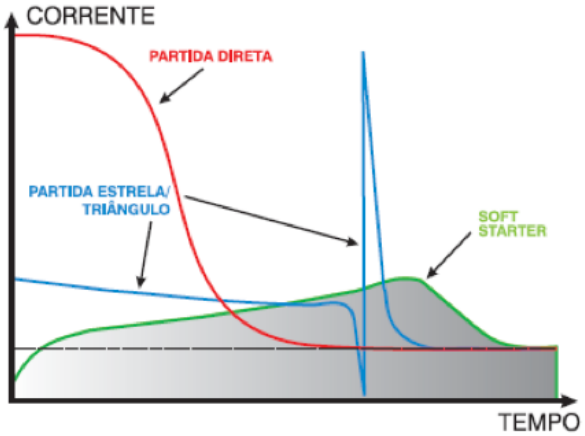


Figura 27 – Comportamento da corrente de partida em motores de indução.

Fonte: https://www.weg.net. Acesso em: 12/06/2020.

4 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação dos conversores estudados neste capítulo é realizada para fins de entendimento do princípio de funcionamento dos conversores ca-ca, operando com controle por ângulo de fase, controle por ciclos inteiros e gradador ca. Os valores utilizados são semelhantes aqueles que se utilizarão em laboratório.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Controle por Ângulo de Fase

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 28, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte de entrada possui 220 V eficazes. A carga possui uma resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser entre zero e 50 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 µs). O elemento de controle do tiristor é um componente específico do Psim, denominado de *Gating Block*, onde se ajusta a frequência e ângulo de disparo, conforme mostrado na Figura 28.

A Figura 29 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com ângulo de disparo de 90º, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 30 Figura 31 mostram as mesmas grandezas para ângulos de disparo de 0º e 175º. O valor de 175º foi escolhido para mostrar a pequena tensão de saída em virtude do ângulo estar próximo de 180º. Por sua vez, a Figura 32 mostra em detalhe a tensão reversa sobre o tiristor, que possui formato compatível com as formas de onda teóricas apresentadas neste capítulo.

Por fim, foi realizada a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e tensão de saída, mostrada na Figura 33. Pode-se notar que a tensão de entrada possui apenas conteúdo em baixa frequência (60 Hz), enquanto a tensão de saída apresenta conteúdo em alta frequência, como foi discutido na parte teórica, sendo uma desvantagem deste tipo de controle do conversor ca-ca.

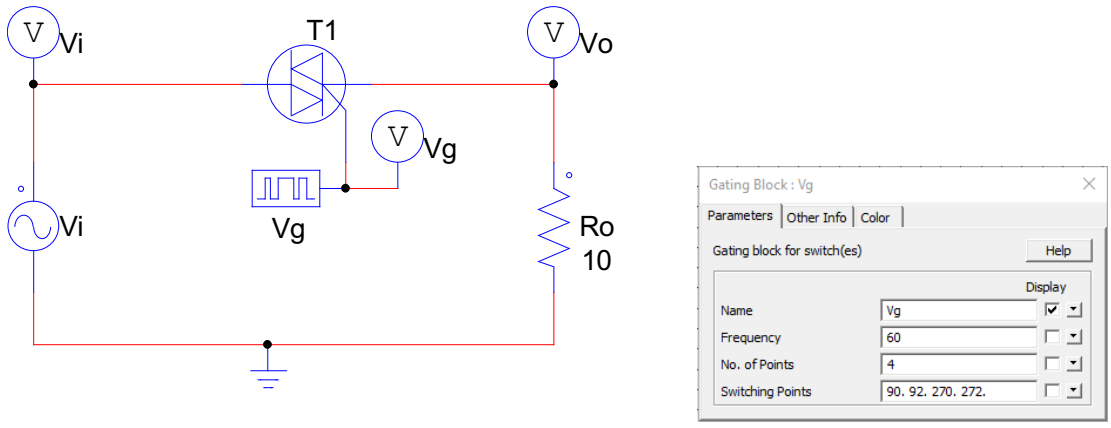


Figura 28 – Circuito simulado no Psim e detalhe do sinal de comando do tiristor.

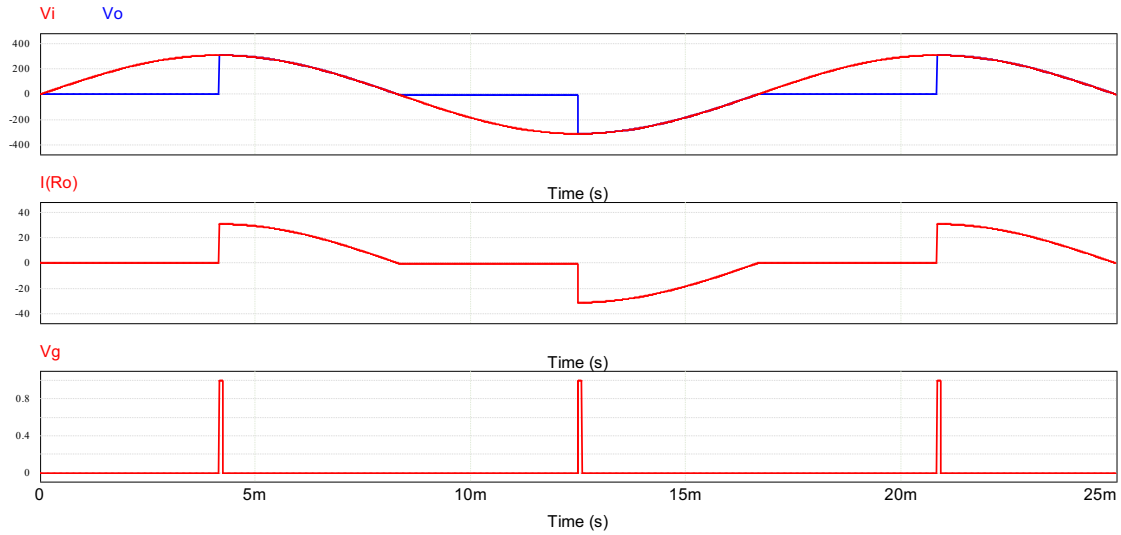


Figura 29 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 90º.

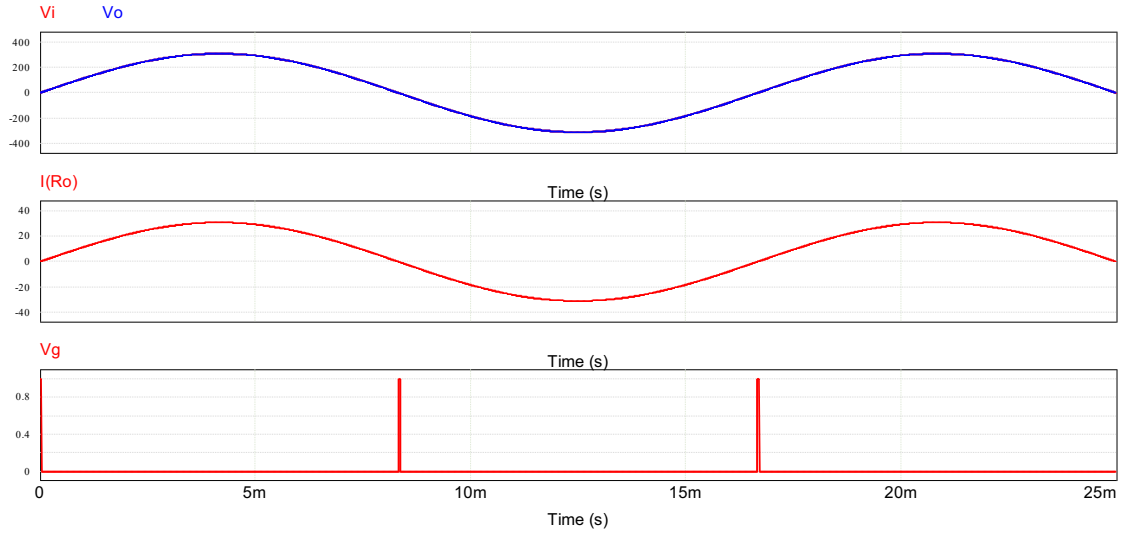


Figura 30 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 0º.

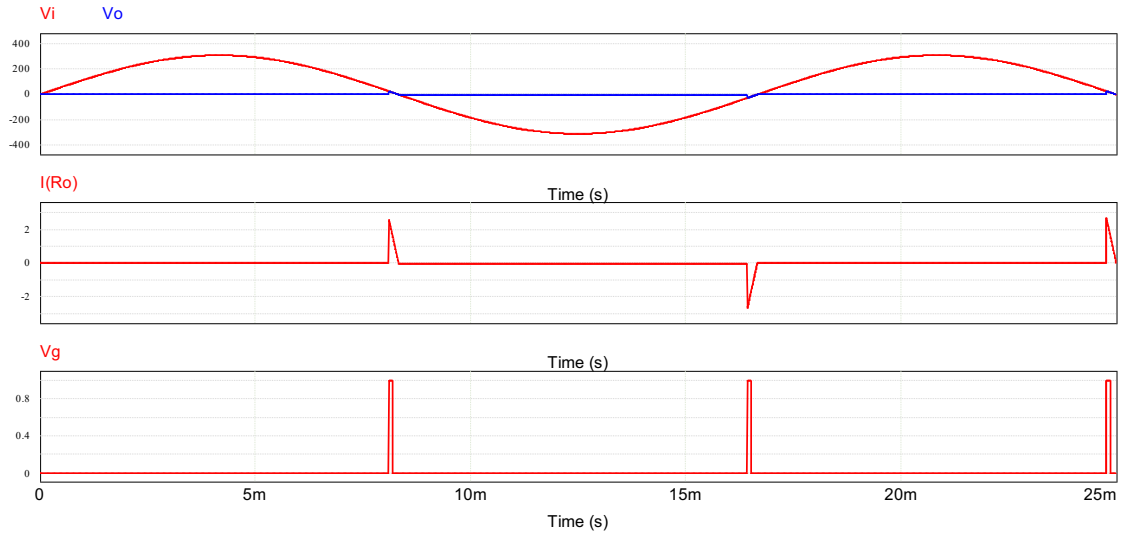


Figura 31 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 175º.

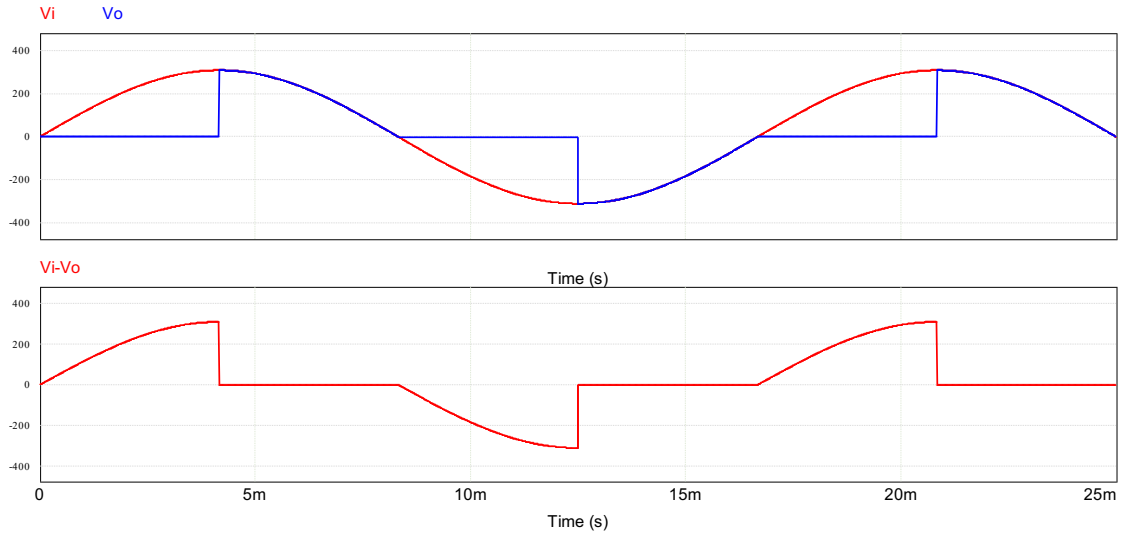


Figura 32 – Detalhe da tensão reversa no tiristor para ângulo de disparo de 90º.

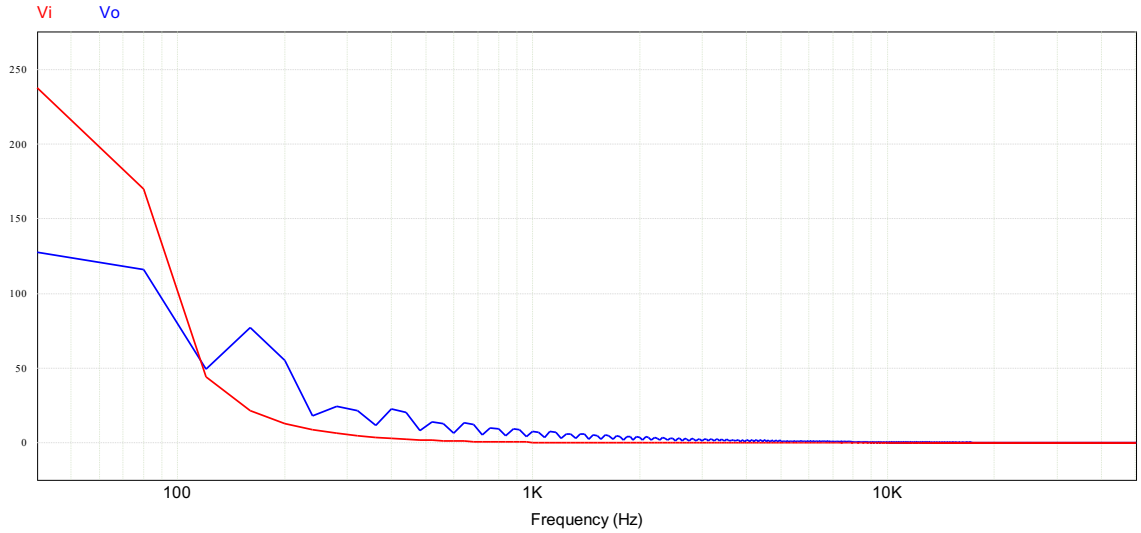


Figura 33 – Análise harmônica para ângulo de disparo de 90º.

A seguir foi simulado o mesmo conversor, mas com carga resistiva-indutiva, composta por uma resistência de 10 Ω e indutância de 10 mH, conforme o circuito da Figura 34.

A Figura 35 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com ângulo de disparo de 90º, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

Por sua vez, Figura 36 mostra em detalhe a tensão reversa sobre o tiristor, que possui formato compatível com as formas de onda teóricas apresentadas neste capítulo.

É interessante destacar nas Figura 35 e Figura 36 que a corrente possui formato com menor inclinação (menor derivada de subida), o que implica em menor conteúdo harmônico em relação as formas de onda com carga resistiva. Como citado na parte teórica, a indutância da carga atua como um filtro para o conversor ca-ca com controle por ângulo de fase, melhorando seu desempenho.

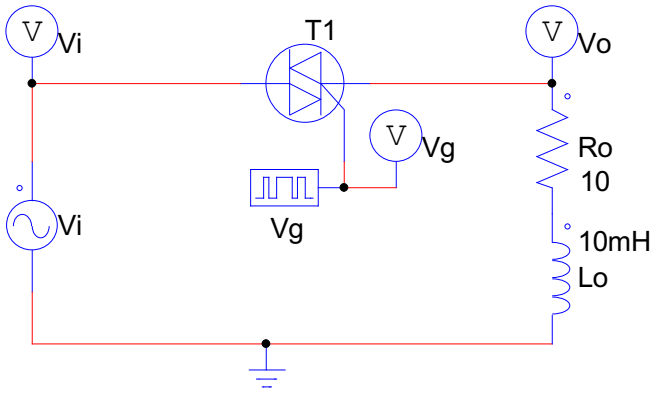


Figura 34 – Circuito simulado no Psim com carga resistiva-indutiva.

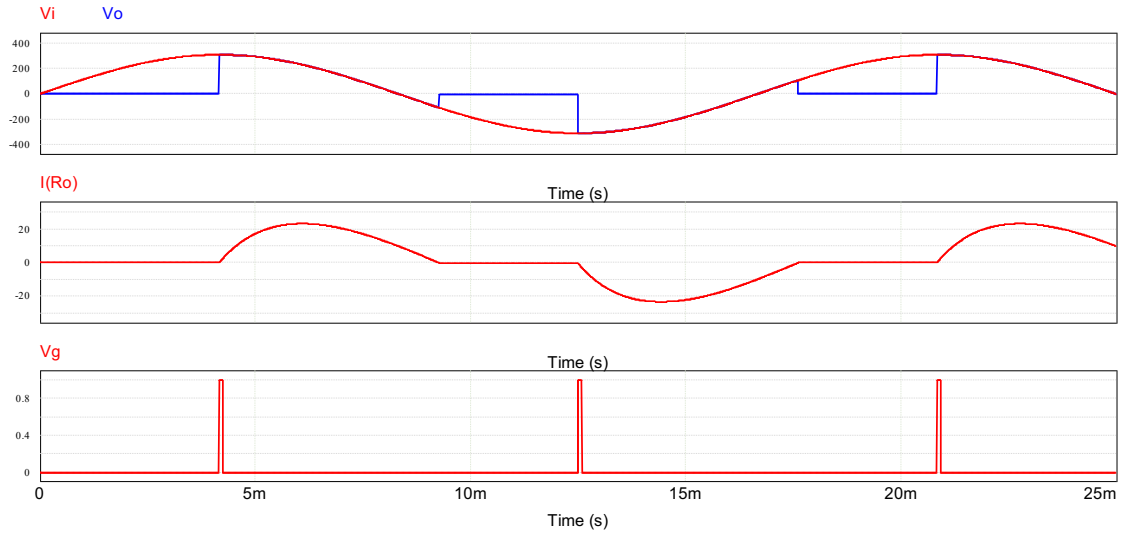


Figura 35 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 90º.

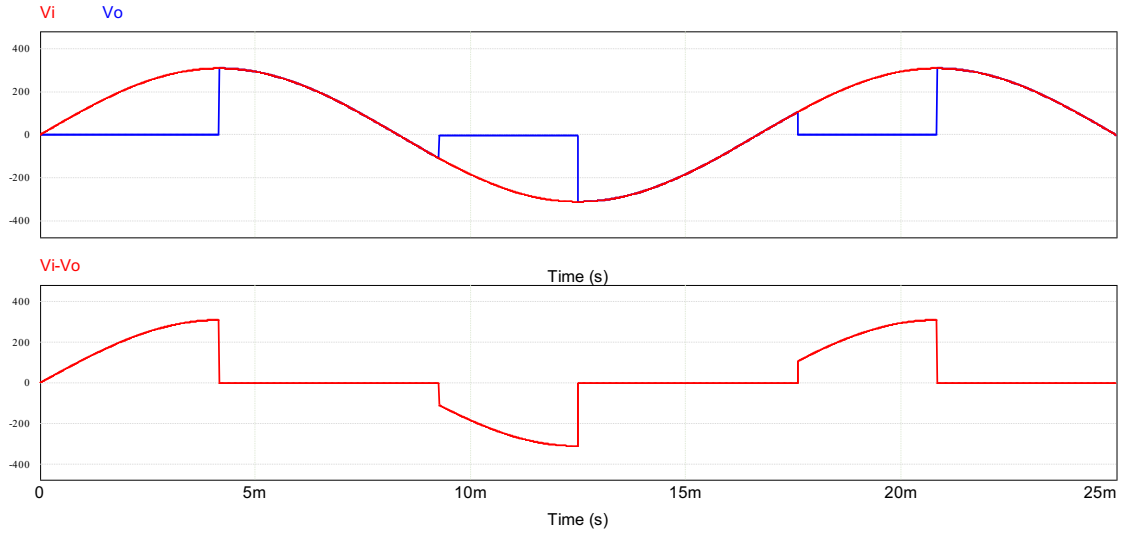


Figura 36 – Detalhe da tensão reversa no tiristor para ângulo de disparo de 90º.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Controle por Ciclos Inteiros

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 37. A carga possui uma resistência de 10 Ω e uma indutância de 10 mH. O tempo de simulação pode ser entre zero e 50 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 µs). Nesta simulação, a fonte que aciona o tiristor foi ajustada para se ter m = 0, 1, 3, e 6, sendo M = 6.

A Figura 38 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando número de ciclos ligado como sendo um, de um total de 6 ciclos, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 39, Figura 40 e Figura 41 mostram as mesmas grandezas para períodos de condução do tiristor de 0, 1 e 6 ciclos, correspondendo a 0/6, 1/6 e 6/6.

Por fim, foi realizada a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e tensão de saída, mostrada na Figura 42. Pode-se notar que todo o conteúdo harmônico está centrado na fundamental, que tem frequência de 60 Hz. Assim, este conversor não insere conteúdo de alta frequência na rede de energia elétrica, o que é uma vantagem desta técnica de controle do conversor.

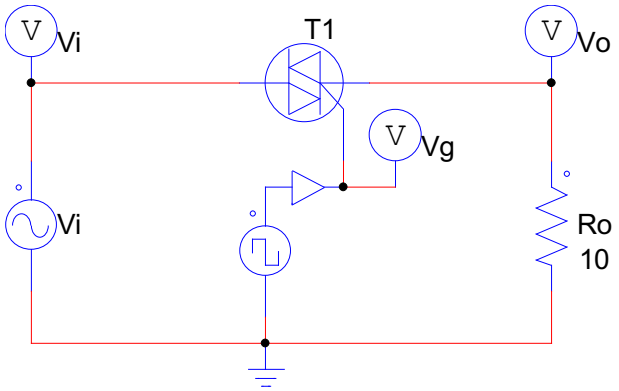


Figura 37 – Circuito simulado no Psim para controle por ciclos inteiros.

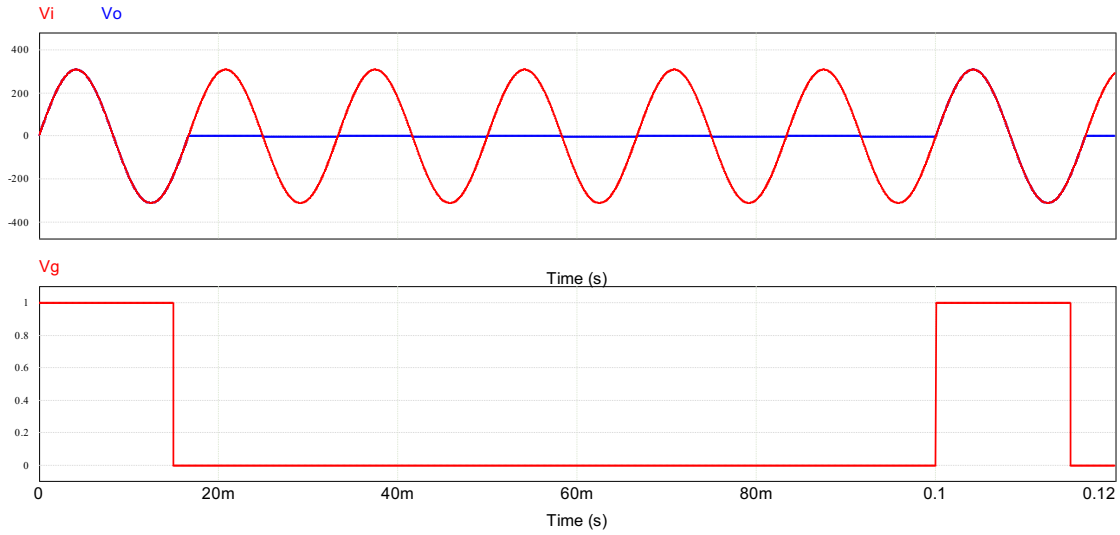


Figura 38 – Principais formas de onda para m=1 e M=6.

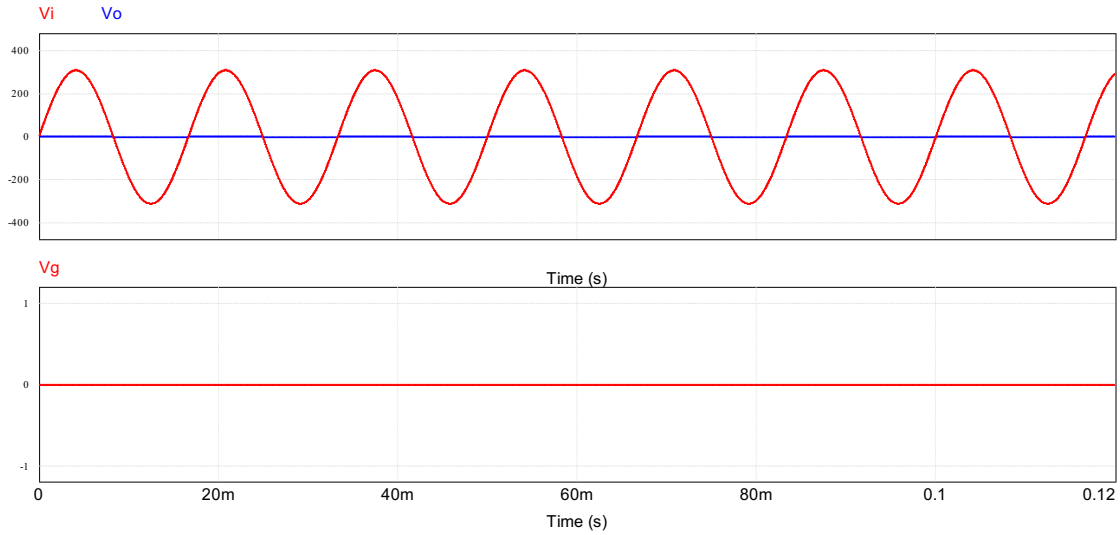


Figura 39 – Principais formas de onda para m=0 e M=6.

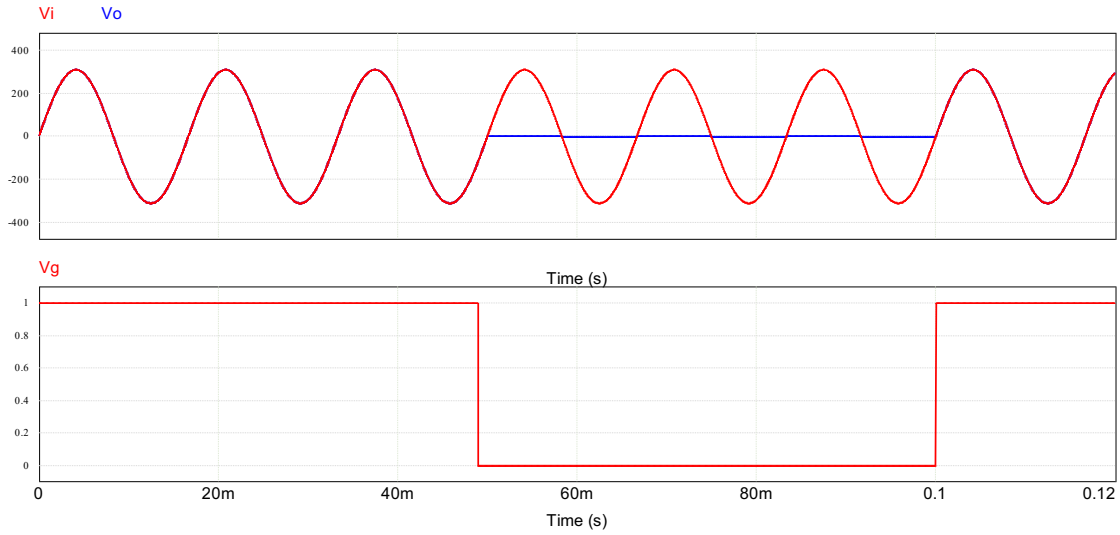


Figura 40 – Principais formas de onda para m=3 e M=6.

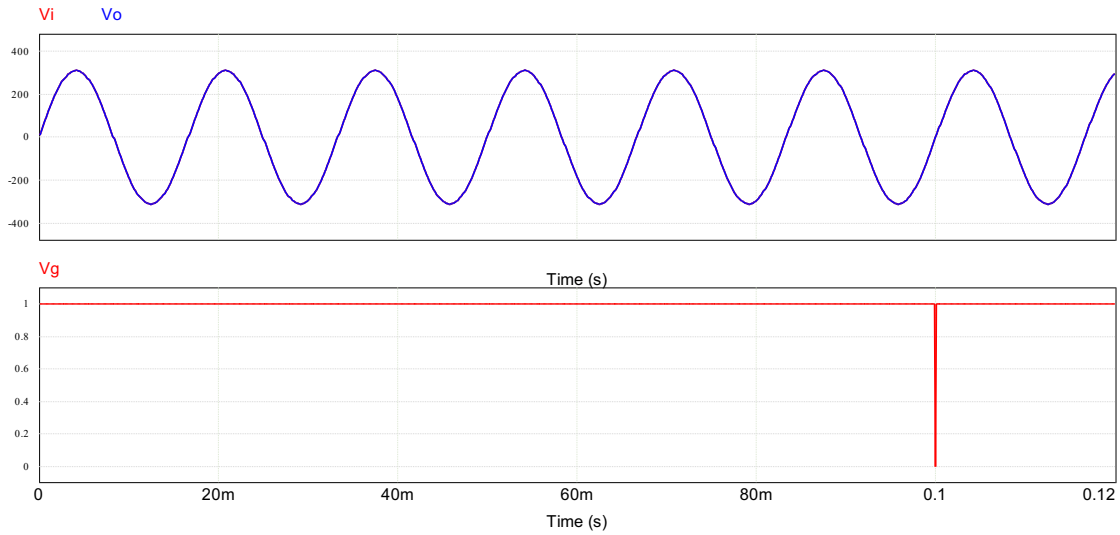


Figura 41 – Principais formas de onda para m=6 e M=6.

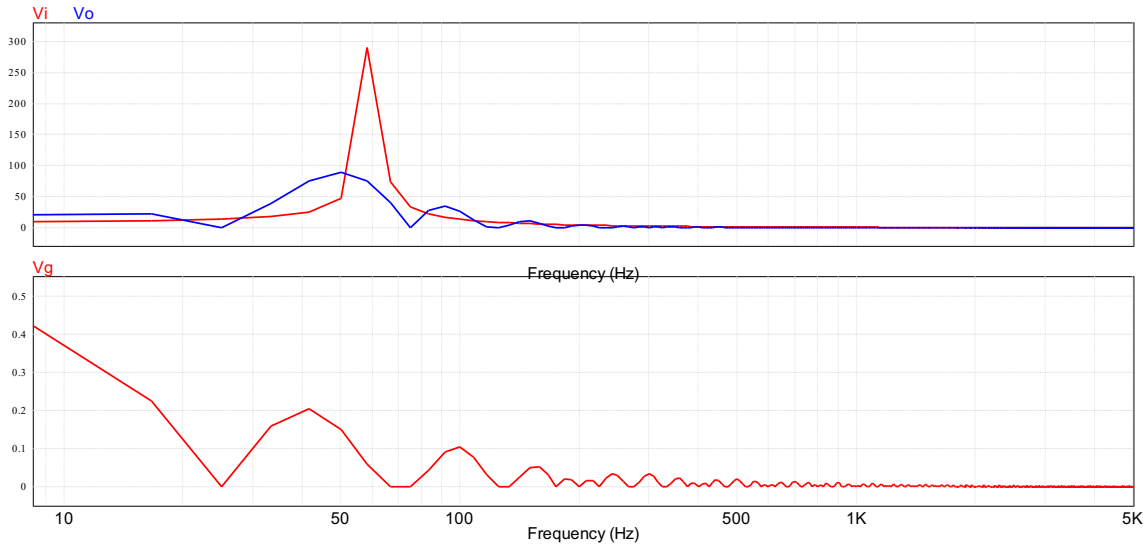


Figura 42 – Análise harmônica para para m=1 e M=6.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 43. A carga possui uma resistência de 10 Ω. O tempo de simulação pode ser entre zero e 20 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 μs). O capacitor (C_1) tem valor de 1 μF e o resistor (R_1) teve seu valor alterado de 1 kΩ até 37 kΩ. O tiristor T_1 é um TRIAC ideal, enquanto T_2 é um DIAC com tensão de ruptura (disparo) de 40 V. O resistor Rpd serve para descarregar rapidamente o capacitor C_1 após a condução do DIAC. Os elementos ON1 e ABS servem para ajustar os níveis da tensão após o DIAC para valores lógicos e positivos, para acionamento do TRIAC.

A Figura 44 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com resistor R_1 ajustado para 10 kΩ, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o), tensão no capacitor (v_c), referências do DIAC em -40 V e +40 V e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 45, Figura 46 e Figura 47 mostram as mesmas grandezas para o resistor R_1 ajustado para 1 kΩ, 22 kΩ e 37 kΩ, que equivale a ângulos de disparo próximos de 0º e 180º.

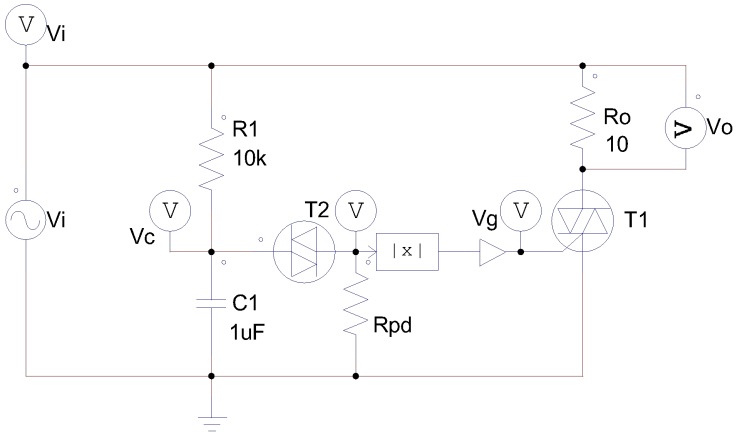


Figura 43 – Circuito simulado no Psim para o gradador ca.

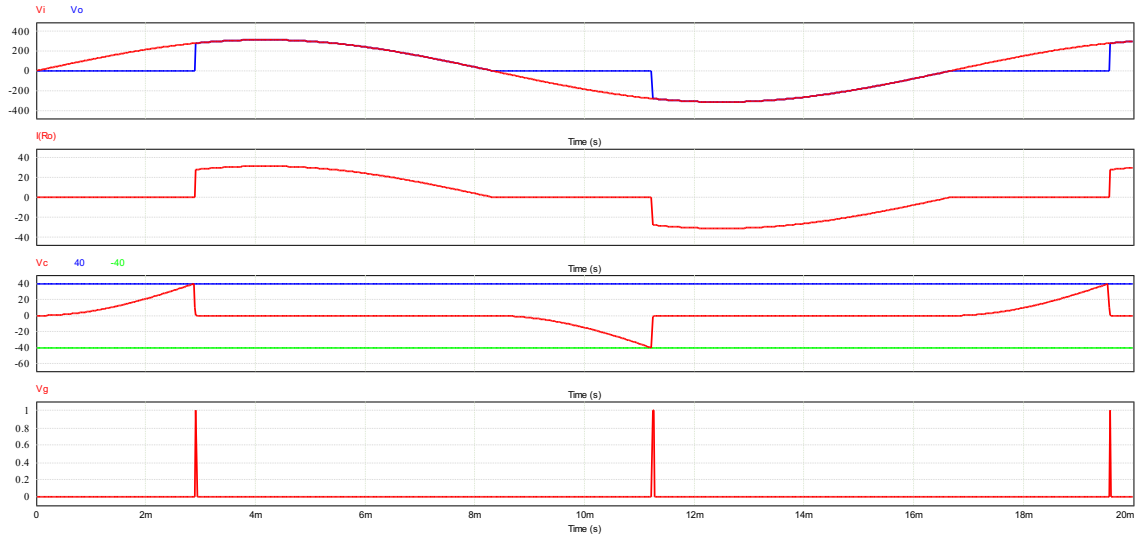


Figura 44 – Principais formas de onda para R_1 = 10 kΩ.

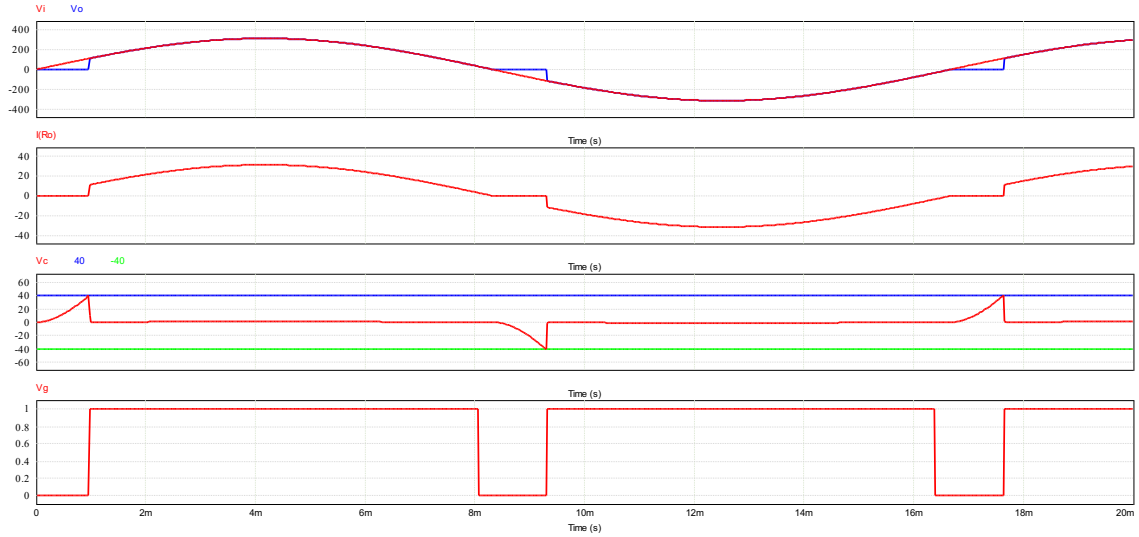


Figura 45 – Principais formas de onda para R_1 = 1 kΩ.

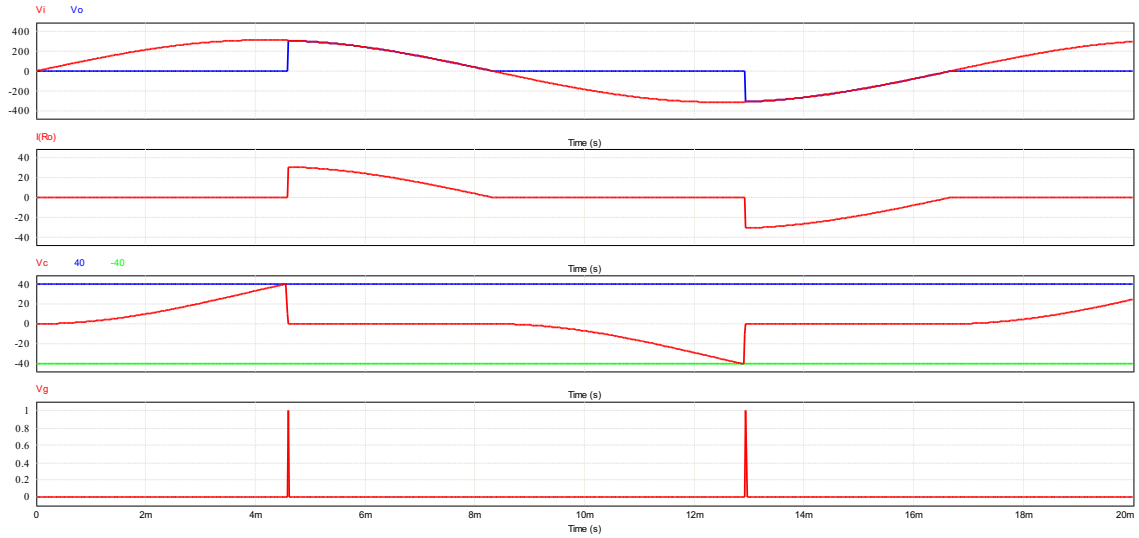


Figura 46 – Principais formas de onda para R_1 = 22 kΩ.

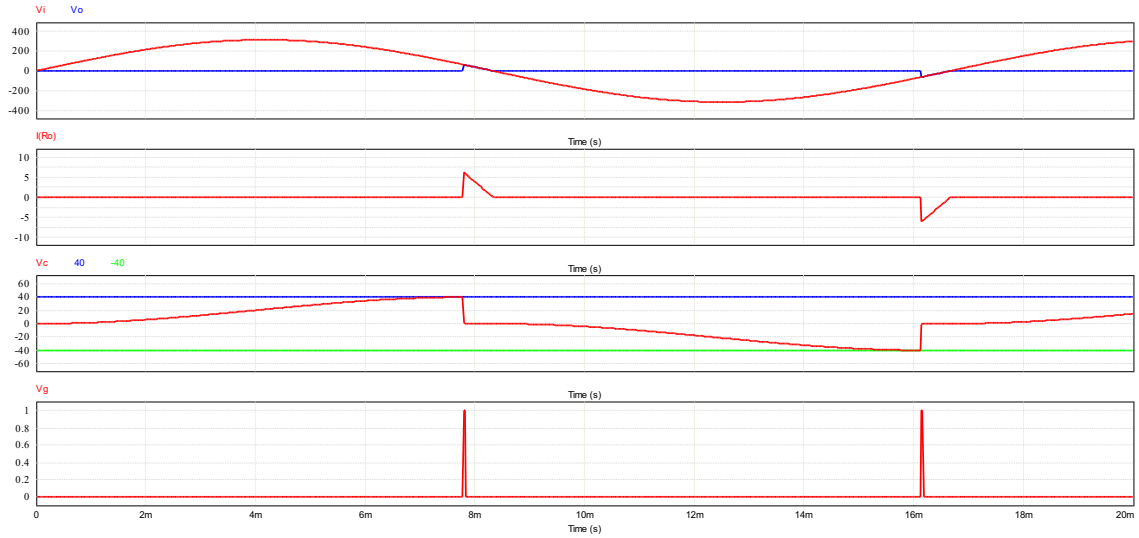


Figura 47 – Principais formas de onda para R_1 = 37 kΩ.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ângulo de fase, determine, para α = 90º:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

A tensão eficaz na saída será determinada por:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{seno(2 \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi}} = 220 \cdot \sqrt{1 - \frac{90 \cdot \frac{\pi}{180}}{\pi} + \frac{seno(2 \cdot 90)}{2 \cdot \pi}} = 155{,}6V$$

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de pico na entrada, pois o ângulo de disparo é de 90º:

$$V_{o(pk)} = \begin{cases} V_{i(pk)} \cdot seno(t) \rightarrow 0 \leq \alpha < 90^0 \\ V_{i(pk)} \rightarrow 90^0 \leq \alpha \leq 180^0 \end{cases} = V_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{i(ef)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{155{,}6}{10} = 15{,}56A$$

.

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = \frac{\left(155{,}6\right)^2}{10} = 2{,}42kW$$

.

ER 02) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ciclos inteiros, determine, para m = 3 e M = 5:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

A tensão eficaz na saída será determinada por:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{m}{M}} = V_{o(ef)} = 220 \cdot \sqrt{\frac{3}{5}} = 170{,}4V$$

.

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{i(ef)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31{,}1A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{170{,}4}{10} = 17{,}4A$$

.

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = \frac{\left(170{,}4\right)^2}{10} = 2{,}9kW$$

.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ângulo de fase, determine, para $\alpha = 45^{o}$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ângulo de fase, determine, para $\alpha = 120^{o}$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 03) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ciclos inteiros, determine, para m = 5 e M = 10:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 04) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, controle por ciclos inteiros, determine, para m = 2 e M = 5:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 05) Comente sobre as vantagens e desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase. Cite cargas que podem ser acionadas por esta técnica de controle.

EP 06) Comente sobre as vantagens e desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros. Cite cargas que podem ser acionadas por esta técnica de controle.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-ca controlados por ângulo de fase.

Em síntese, objetiva-se:

- Realizar cálculos teóricos com conversores ca-ca;
- Determinar as principais variáveis do circuito considerando requisitos de projeto;
- Montar um conversor ca-ca;
- Observar as principais formas de onda do circuito;
- Comparar os resultados de laboratório com os valores calculados.

6.2 Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito do conversor ca-ca em estudo está mostrado na Figura 48.

Note que este circuito possui um DIAC (DB3), que possui uma tensão de disparo de 32 V.

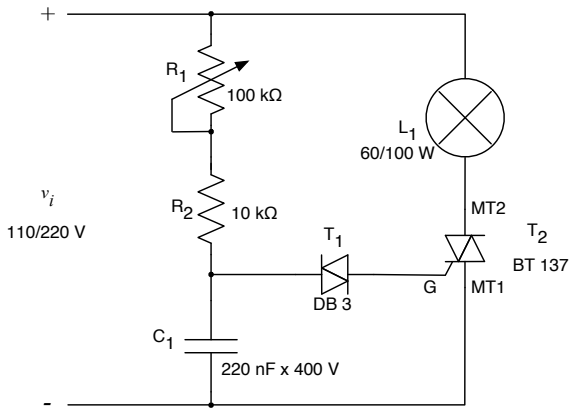


Figura 48 – Conversor ca-ca (gradador com tiristores).

6.3 Montagem do Conversor

Implemente o conversor ca-ca da Figura 48 e verifique seu correto funcionamento. Meça os valores obtidos e anote na tabela 1, conforme solicitado.

6.4 Principais Formas de Onda do Circuito

Esboce as principais formas de onda do circuito da Figura 48, conforme solicitado na Figura 49, considerando um ajuste intermediário do potenciômetro R_1.

Faça o esboço considerando o funcionamento do circuito ideal e teórico, **SEM** o uso de osciloscópio.

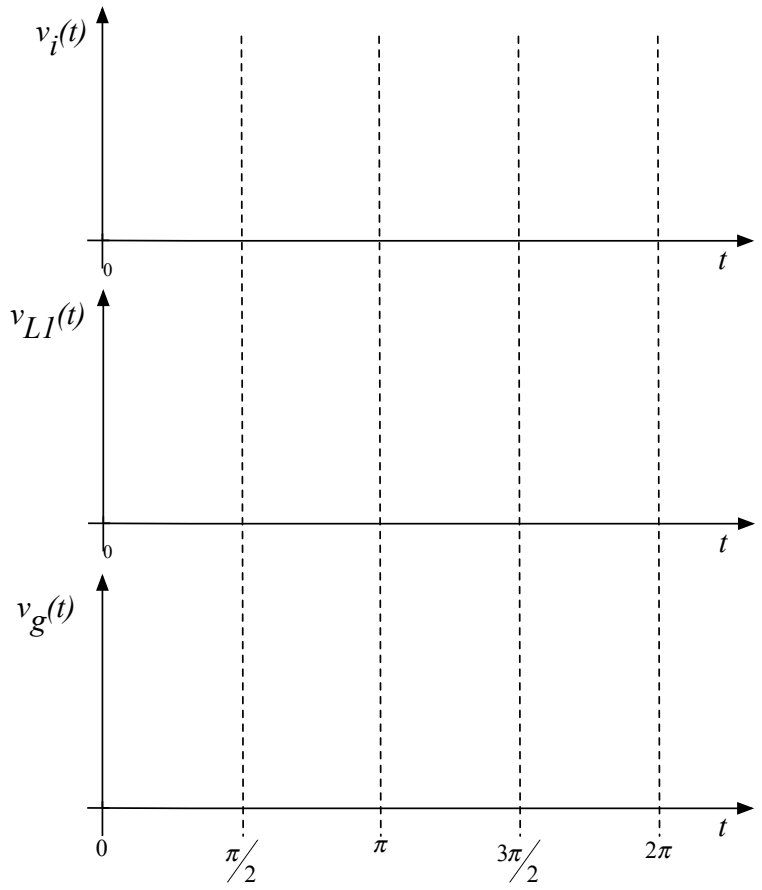


Figura 49 – Principais formas de onda do circuito montado em laboratório.

Tabela 1 – Valores medidos do conversor ca-ca.

Ajuste do potenciômetro	Variável do circuito	Valores medidos
Resistência mínima	Tensão eficaz na entrada	
	Tensão eficaz na saída	
	Ângulo de condução	
Resistência máxima	Tensão eficaz na entrada	
	Tensão eficaz na saída	
	Ângulo de condução	

6.5 Comparativo entre Teoria e Prática

Faça uma análise entre os valores simulados e aqueles medidos em laboratório, comentando sobre eventuais diferenças e os motivos que a provocaram.

6.6 Anexo 1

Abaixo mostra-se a identificação dos terminais do tiristor (TRIAC) modelo BT 137.

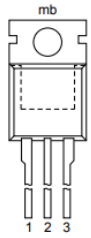
Pin	Symbol	Description	Simplified outline	Graphic symbol
1	T1	main terminal 1	 TO-220AB (SOT78)	
2	T2	main terminal 2		
3	G	gate		
mb	T2	mounting base; main terminal 2		

Figura 50 – Identificação dos terminais do tiristor BT 137.

Fonte: https://www.nxp.com/. Acesso em: 13/06/2020.

7 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[6] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

25

Capítulo

Estabilizadores de Tensão CA

Meta deste capítulo

Estudar o princípio de funcionamento dos estabilizadores de tensão alternada.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de estabilizadores de tensão;
- Analisar circuitos de estabilizadores de tensão alternada;
- Simular circuitos de estabilizadores de tensão;
- Implementar circuitos de estabilizadores de tensão.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente aos conversores ca-ca.

Continuidade

Este é o capítulo final deste curso básico de eletrônica de potência.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores deste curso foram estudados os conversores ca-cc, cc-cc, cc-ca e ca-ca. Agora, por fim, se estudarão os estabilizadores de tensão, que compõe o grupo dos conversores ca-ca, fechando-se assim este curso básico de eletrônica de potência.

O capítulo anterior abordou alguns aspectos de cunho geral, aplicáveis a todos os conversores ca-ca e em seguida foram apresentados em detalhes os conversores ca-ca operando com tiristores, nas funções de gradadores e variadores de tensão.

Os conversores ca-ca com a função de estabilizadores de tensão alternada são aplicados em residências, no comércio e na indústria, na alimentação de cargas sensíveis às variações da tensão da rede de energia elétrica.

A Figura 1 mostra exemplos de estabilizadores utilizados em aplicações hospitalares, na alimentação de equipamentos de ressonância magnética, por exemplo.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos relacionados aos estabilizadores de tensão alternada, operando com relés, tiristores ou transistores, onde serão apresentados resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos.

Figura 1 – Estabilizador de tensão para aplicação hospitalar.
Fonte: https://catalogohospitalar.com.br. Acesso em: 17/06/2020.

2 Estabilizadores de Tensão

2.1 Introdução

Os estabilizadores de tensão fazem parte do grupo de conversores ca-ca, como mostrados na Figura 2. Assim, os conceitos estudados no capítulo anterior se aplicam aos estabilizadores, visto estes serem uma categoria dentro do grupo maior, que são os conversores ca-ca.

Assim, a seguir serão apresentados os principais conceitos envolvendo os estabilizadores de tensão e na sequência deste capítulo o princípio de funcionamento dos mesmos.

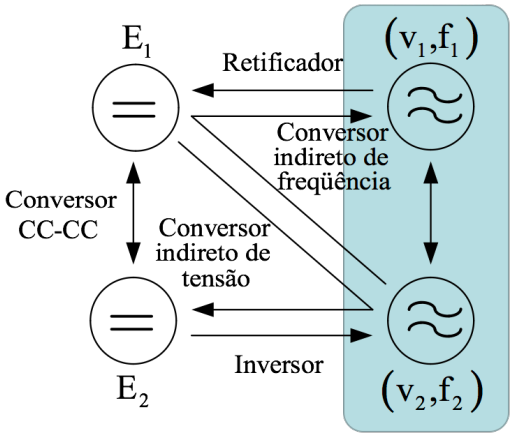


Figura 2 – Categorias de conversores estáticos.

Fonte: (Barbi, 2005).

2.2 Princípio Geral dos Conversores CC-CA

A Figura 3 mostra as formas de onda típicas de entrada e saída dos estabilizadores de tensão alternada, onde se pode notar que o objetivo principal é regular a amplitude de uma tensão alternada de saída a partir de uma tensão alternada de entrada. Em geral, os estabilizadores de tensão não alteram a frequência da forma de onda da saída, que será idêntica a frequência da entrada.

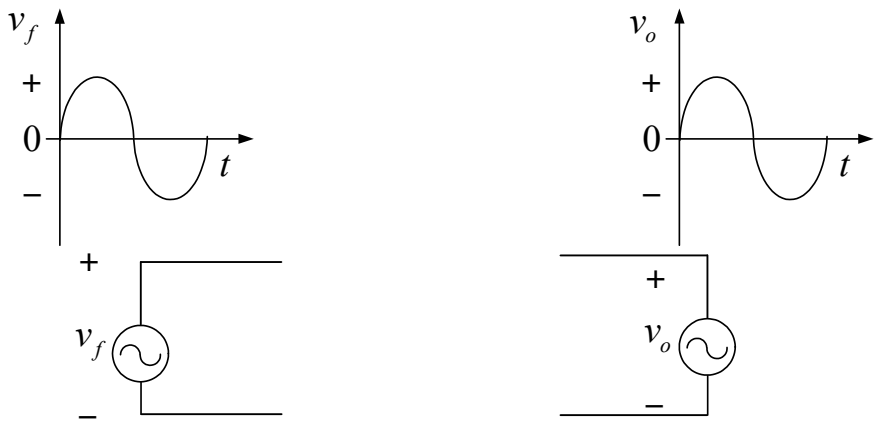


Figura 3 – Princípio geral dos estabilizadores de tensão alternada.

2.3 Classificação de Estabilizadores de Tensão

Os estabilizadores de tensão podem ser classificados de diferentes formas. Em (Petry, 2005) foi realizada uma extensa pesquisa das tecnologias disponíveis comercialmente e na literatura e como estes conversores eram classificados. Aqui usaremos uma classificação simples, conforme segue:

- Número de fases – em termos de número de fases, os estabilizadores podem ser monofásicos (uma fase), bifásicos (duas fases), trifásicos (três fases) ou n-fásicos, isto é, com qualquer número de fases; similarmente aos conversores ca-ca estudados no capítulo anterior. A Figura 4 mostra um exemplo de estabilizador monofásico, enquanto a Figura 5 mostra um estabilizador trifásico;
- Direcionalidade do fluxo de energia – os estabilizadores de tensão alternada, por princípio, devem ser bidirecionais em termos de fluxo de energia, visto se estar trabalhando com tensões positivas e negativas e correntes positivas e negativas;
- Frequência de comutação dos interruptores – os conversores podem operar em baixas frequências, com valor próximo ao da rede (60 Hz) ou alta frequência com modulação PWM senoidal, podendo chegar a dezena de kHz;
- Tecnologia dos interruptores – os estabilizadores de tensão podem ser implementados com relés, tiristores ou transistores (BJT, MOSFET, IGBT). As Figura 4, Figura 7 e Figura 8 mostram exemplos de estabilizadores com diferentes tecnologias, onde na primeira se utilizam tiristores, na segunda transistores e na terceira relés;
- Isolamento – os conversores ca-ca podem ser não-isolados ou isolados. Os exemplos das Figura 4, Figura 5, Figura 7 e Figura 8 são conversores não-isolados, enquanto o conversor da Figura 6 é um exemplo de conversor isolado;
- Forma de onda da saída – os estabilizadores podem alterar ou não a forma de onda da saída. Em geral, os equipamentos com tiristores e relés não alteram a forma de onda, enquanto equipamentos com transistores, pelo fato de operarem com modulação PWM senoidal, podem alterar o formato da tensão de saída;
- Modo de regulação da tensão – os estabilizadores podem ficar em série, entre a fonte e a carga ou operar como compensadores de tensão. As estruturas mostradas nas Figura 4 até Figura 8 são exemplos de conversores que ficam em série entre a fonte e a carga, enquanto o conversor mostrado na Figura 9 é um exemplo de compensador de tensão. As estruturas que compensam a tensão tem a vantagem de processarem apenas a parcela da potência da carga proporcional ao percentual de tensão que se deseja compensar. Assim, se for desejado compensar a tensão na saída em uma faixa de ±20% da tensão de entrada, então o conversor da Figura 9 seria dimensionado para 20% da potência da carga, o que torna esta estrutura muito competitiva industrialmente.

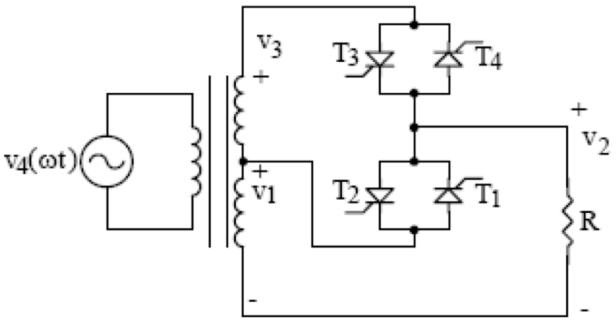


Figura 4 – Estabilizador monofásico.

Fonte: (Barbi, 2005).

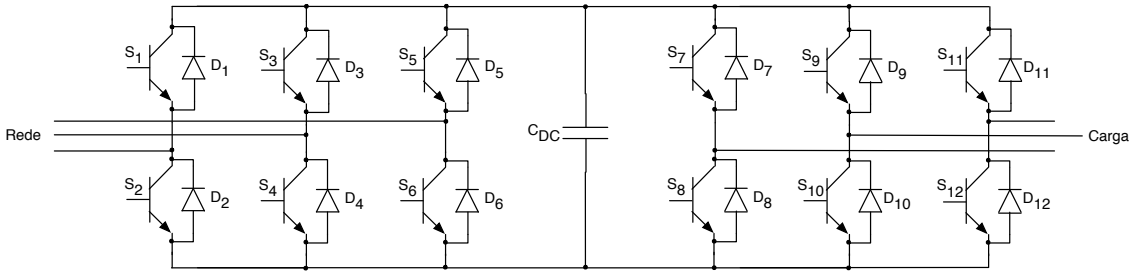


Figura 5 – Estabilizador trifásico.

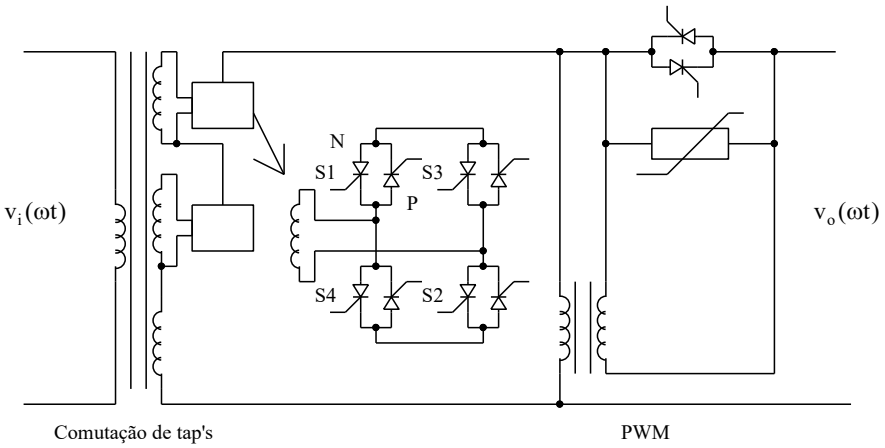


Figura 6 – Exemplo de estabilizador ca-ca isolado.

Fonte: (Petry, 2001).

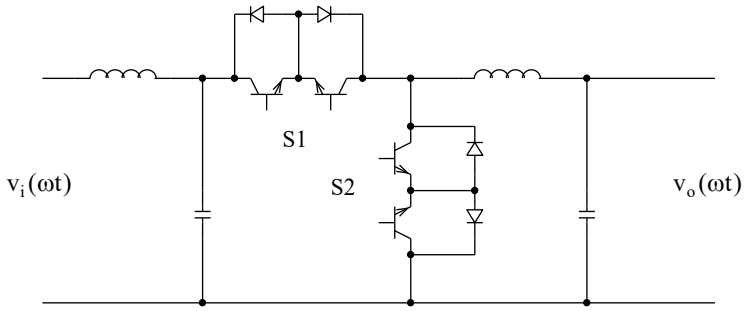


Figura 7 – Conversor ca-ca baseado no conversor Buck com filtro de entrada.

Fonte: (Petry, 2001).

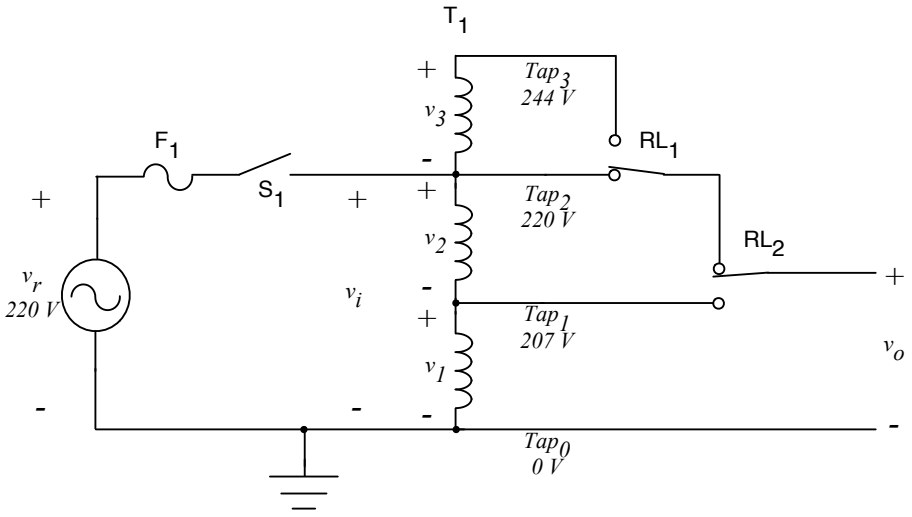


Figura 8 – Estabilizador com relés.

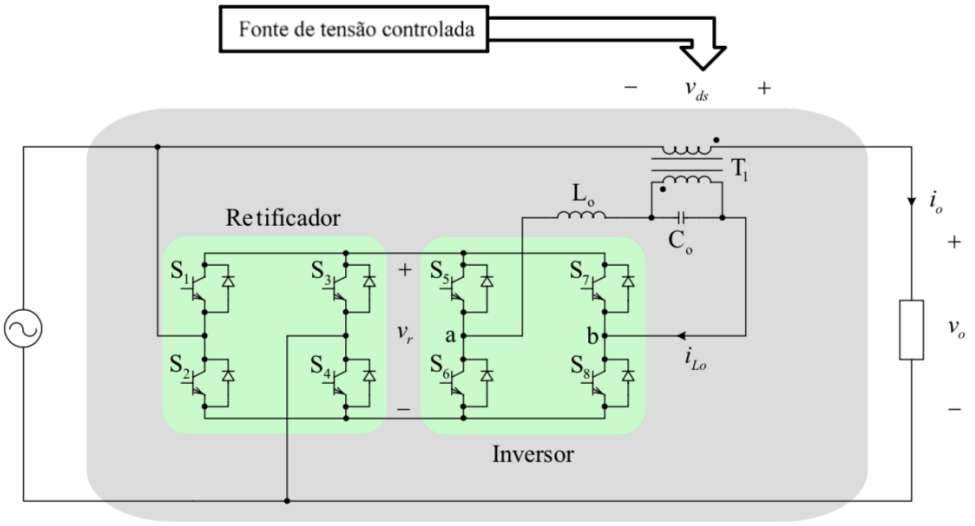


Figura 9 – Estabilizador compensador de tensão.

Fonte: (Petry, 2005).

2.4 Aplicações dos Estabilizadores de Tensão

Os estabilizadores de tensão tem inúmeras aplicações, sendo algumas delas:

- Alimentação de cargas sensíveis em laboratórios, hospitais, indústrias, equipamentos de informática, equipamentos de telecomunicações, etc;
- Condicionadores de tensão;
- Pré-estabilização em fontes de alimentação e UPS;
- Economia de energia;
- Sistemas de potência;
- Proteção de cargas de alto valor (sistemas de som e vídeo, por exemplo);
- Energias alternativas;
- Entre outras.

2.5 Utilidade dos Estabilizadores de Tensão

Atualmente é comum encontrar comentários na internet e em redes sociais sobre a inutilidade dos estabilizadores de tensão, muitas vezes até citações de que estes equipamentos prejudicam o funcionamento das cargas conectadas em sua saída.

Assim, esta parte do documento buscará desmistificar as aplicações e utilidades dos estabilizadores de tensão alternada.

2.5.1 Qualidade da Energia Elétrica

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) regulamenta os parâmetros de qualidade do sistema de energia elétrica, que levam em conta níveis de tensão, frequência, forma de onda (conteúdo harmônico) e falhas toleradas no fornecimento de energia pelas concessionárias de energia elétrica. Assim, em termos de amplitude das tensões que devem ser entregues pela concessionária, para uma rede de energia elétrica de 220 V, monofásica, e considerando o que dispõe a Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST 2010, em termos de faixas de operação se tem:

- Adequada: tensão da rede entre 202 V e 231 V;
- Precária: tensão entre 191 V e 202 V ou entre 231 V e 233 V;
- Crítica: tensão abaixo de 191 V ou acima de 233 V.

Deste modo, os equipamentos eletroeletrônicos devem ser projetados para operarem corretamente na faixa considerada adequada. Neste sentido, os estabilizadores de tensão podem corrigir a amplitude da tensão, ampliando a faixa de atuação dos equipamentos eletroeletrônicos, tornando-os aptos para operação nas faixas precária e crítica.

Neste sentido, no século passado, a rede de energia elétrica possuía desempenho inferior ao que apresenta hoje, ocorrendo constantemente quedas de tensão, falta de energia, dentre outros distúrbios e faltas. Naquele contexto, era praticamente obrigatório o emprego de estabilizadores de tensão com cargas eletrônicas, como televisores, equipamentos de som, equipamentos de informática, etc.

Atualmente, o padrão da energia fornecida pela rede de energia elétrica é de alta qualidade, em geral, na maioria das regiões do Brasil. Assim, o uso de estabilizadores pode ser dispensado nos casos em que a rede de energia apresenta qualidade conhecida e garantida, pois os equipamentos eletrônicos são projetados, em sua maioria, para operarem dentro das faixas adequada e precária, e muitas vezes até na faixa crítica, conforme os níveis apresentados anteriormente.

Veja-se o exemplo de uma fonte chaveada para computador, *laptop*, *tablet*, telefone celular, etc. Estas fontes são projetadas para o mercado mundial e operam com tensões na faixa universal, que vai de 85 a 264 V, incorporando completamente as faixas mostradas acima. Neste caso, estas

fontes dispensam completamente o uso de estabilizadores, pois foram projetadas para variações grandes na tensão de entrada.

Por outro lado, se um estabilizador for empregado para alimentar uma fonte chaveada que opere na faixa universal, é possível que se tenha ganho de rendimento, pois esta fonte operando com uma tensão constante de 220 V terá corrente menor do que se estivesse operando com 90 V, por exemplo. Então neste caso, o uso do estabilizador traria benefícios, não problemas como muitas vezes argumentado na internet.

2.5.1 Velocidade de Correção dos Estabilizadores

A depender da tecnologia utilizada na construção dos estabilizadores de tensão, pode-se ter tempos de correção da tensão da saída da ordem de vários milisegundos, quando se utilizam relés ou tiristores, até alguns microsegundos quando se utilizam transistores operando em alta frequência. Assim, é importante destacar que o desempenho do estabilizador estará associado a tecnologia de comutação utilizada no seu desenvolvimento. Relés tem tempos de abertura e fechamento da ordem de 4 a 20 ms. Tiristores são mais rápidos, mas somente bloqueiam na passagem por zero da corrente elétrica, então se um tiristor for comando a abrir no início de um período, o mesmo só deixará de conduzir de fato em torno de 8 ms após o comando. Por outro lado, estabilizadores que empregam transistores podem ter tempos de resposta da ordem de alguns microsegundos, por exemplo de 10 a 20 μs.

Neste contexto, um estabilizador que emprega relés ou tiristores terá uma resposta lenta e irá de fato corrigir o valor eficaz da tensão em sua saída, e não o valor instantâneo. Por isso é fundamental que se conheça a carga que se pretende conectar em sua saída, pois se for uma carga sensível a variações rápidas (abruptas) na tensão de entrada, então um estabilizador a relés ou tiristores pode não ter um desempenho efetivo e adequado para este tipo de carga.

2.5.1 Ruído Audível na Comutação de Estabilizadores

Além da resposta lenta de estabilizadores a relés, estes ainda apresentam ruídos na abertura e fechamento dos contatos do relé, o que pode gerar incomodo ao usuário, pois quando estiverem ocorrendo transitórios na tensão da rede de energia elétrica, o relé irá comutar seus contatos provocando ruídos. Este fenômeno as vezes é chamado de “o relé está batendo”, mas é compatível com o princípio de funcionamento destes equipamentos.

2.5.1 Proteção de Cargas de Alto Valor

É usual para consumidores de alto poder aquisitivo, que possuem em suas residências equipamentos de áudio e vídeo de milhares de reais (ou dólares) utilizarem equipamentos de proteção, pois se ocorrer alguma falta na rede (queda ou sobretensão), poderiam ocorrer danos a estes equipamentos gerando prejuízos de grande monta.

Assim, existem estabilizadores de alto desempenho disponíveis comercialmente,

denominados de condicionadores de tensão alternada (*line conditioner*). Estes equipamentos foram estudados em detalhes em (Petry, 2005), mostrando-se na Figura 10 um exemplo de condicionador de tensão alternada disponível comercialmente, com faixa de preço da ordem de R$ 9.000,00 em junho de 2020.

Figura 10 – Condicionador de tensão alternada.

Fonte: https://www.panamax.com. Acesso em: 17/06/2020.

2.1 Comutação dos Interruptores

A comutação dos conversores ca-ca é diferente daquela dos conversores cc-cc, pelo fato de se utilizar interruptores bidirecionais em tensão e corrente, pois se está operando com tensões e correntes alternadas.

No capítulo anterior foi abordado o problema da comutação de conversores ca-ca com transistores, quando se mostrou a necessidade de empregar tempo morto entre o acionamento dos interruptores ou então tempo de sobreposição. Conforme cada solução, poderia ocorrer a interrupção da corrente da carga e sobretensões nos interruptores ou então curto-circuito na fonte de alimentação, quando utilizando tempo morto ou tempo de sobreposição dos sinais de comando das chaves. Assim, para os conversores ca-ca com transistores foram desenvolvidas técnicas de comando adequadas para resolver o problema da comutação, que estão apresentadas na literatura e em artigos técnicos.

Por sua vez, os conversores com relés ou tiristores também podem apresentar problemas de comutação, especialmente quando a carga é indutiva, o que será apresentado a seguir neste capítulo.

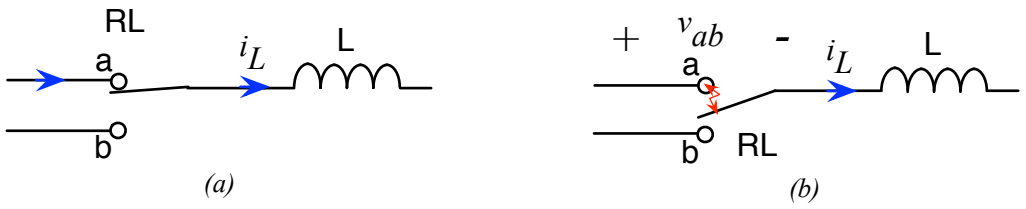
2.1.1 Comutação de Relés com Cargas Indutivas

O relé é um dispositivo eletromecânico que tem um tempo de comutação grande, podendo ser maior do que 10 ms, conforme o modelo de relé utilizado. Este tempo decorre da movimentação do contato, a partir do acionamento da bobina do relé, que após criar o campo magnético, que exercerá uma força magnética sobre uma lâmina, deslocará o contato, vencendo a resistência de uma mola, até a nova posição (aberta ou fechada). Assim, este tempo para a origem do campo magnético, da força e do deslocamento da lâmina é que representa o tempo de comutação do interruptor.

A Figura 11 mostra um circuito simplificado, onde um relé está conectado em uma carga indutiva (L), pela qual está circulando uma corrente i_L. Inicialmente o relé está na posição “a”, como

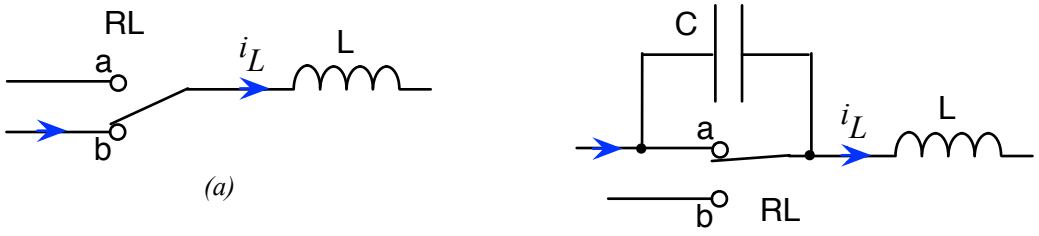
mostrado na Figura 11a. Em seguida, o relé é acionado a comutar, ou seja, mudar a posição do contato comum da posição "a" para a posição "b", como mostrado na Figura 11b. Neste caso, o contato se afasta da posição inicial, interrompendo o caminho da corrente elétrica (i_L) e sendo a carga indutiva, irá ocorrer a indução de uma tensão elevada sobre o indutor L, em virtude da rápida variação (derivada) da corrente no indutor. Este valor de tensão irá aparecer sobre os contatos do relé, representada na figura por v_{ab}. Se a energia armazenada na indutância for alta o suficiente, poderá aparecer um arco elétrico no contato do relé, provocando danos ao mesmo e sua destruição ao longo do tempo.

A Figura 12a mostra o fim da comutação, quando o contato está posicionado em "b" e a corrente está fluindo normalmente. Para minimizar o problema da sobretensão nos contatos dos relés, podem ser usados capacitores de pequeno valor em paralelo com os contatos, como mostrado na Figura 12b. Outras soluções também são possíveis, como usar varistores, circuitos RC, etc.



(a) *(b)*

Figura 11 – Comutação de relé com carga indutiva.



(a) *(b)*

Figura 12 – Comutação de relé com carga indutiva.

2.1.1 Comutação de Tiristores com Cargas Indutivas

Os tiristores são componentes com tempos de comutação bem menores do que os relés, sendo da ordem de alguns microsegundos. No entanto, o tiristores, de modo idêntico aos diodos, somente bloqueiam quando a corrente nos mesmos se torna nula. Isso significa que em um tiristor, comanda-se o instante em que o mesmo entra em condução, mas seu bloqueio é determinado pela corrente do circuito.

A Figura 13 mostra um circuito simplificado, onde um tiristor está conectado em uma carga indutiva (L), pela qual está circulando uma corrente i_L. Inicialmente o tiristor T_1 está conduzindo, como mostrado na Figura 13. Neste caso, tanto o tiristor T_1 como o tiristor T_2 estarão comandados a conduzir, pois a corrente pode ser positiva ou negativa, dependendo da carga. Em outras palavras, o interruptor bidirecional em corrente e tensão é formado pelo conjunto T_1/T_2 e pelo conjunto T_3/T_4.

Ao se comandar o conjunto T_3/T_4, a corrente da carga ainda estará circulando por T_1, pois

este somente irá bloquear quando a corrente zerar no mesmo. Nesta situação, pela presença da fonte v_i, irá ocorrer um curto-circuito nesta fonte, com a corrente de curto-circuito passando por T_1 e T_4, conforme mostrado na Figura 14. A fonte v_i pode ser o enrolamento de um transformador, como mostrado na Figura 8.

Uma forma simples de resolver o problema do curto-circuito gerado na comutação dos tiristores com cargas indutivas é mostrada na Figura 15 onde se utilizam resistências em série com os interruptores para limitar a corrente de curto-circuito. Apesar de não ser uma solução energeticamente eficiente, em virtude das perdas nestas resistências, a mesma é simples, robusta e fácil de implementar; levando em conta que a corrente de surto suportada pelos tiristores é muito alta, então a resistência série será baixa, com valor da ordem de miliohms até alguns ohms.

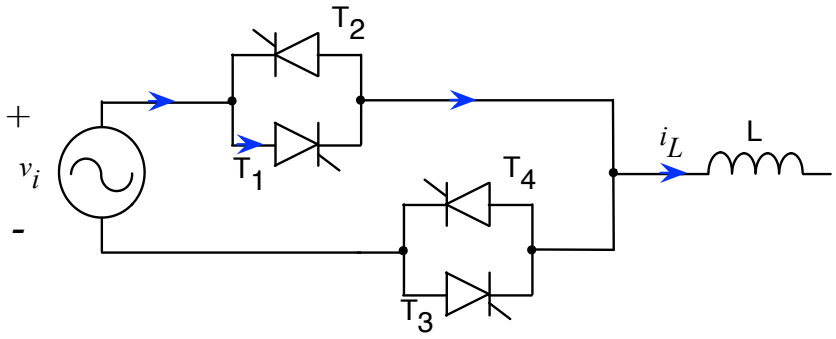


Figura 13 – Comutação de tiristor com carga indutiva.

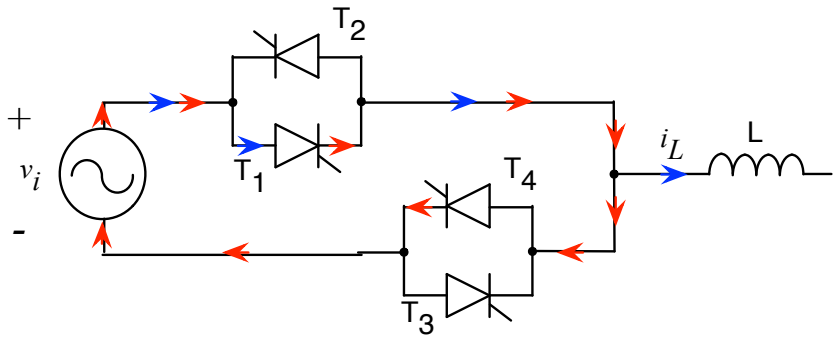


Figura 14 – Curto-circuito gerado na comutação de tiristor com carga indutiva.

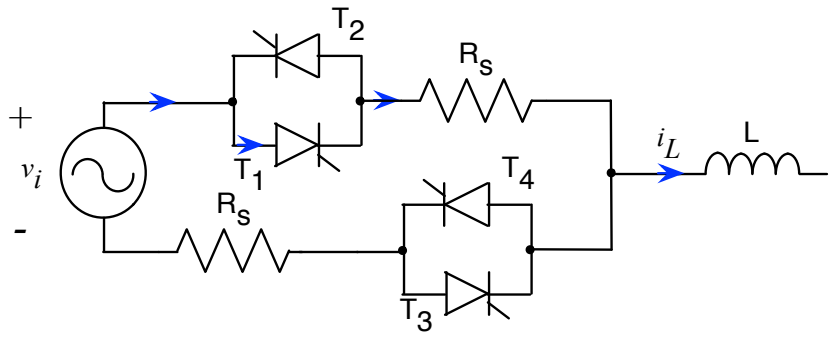


Figura 15 – Circuito com tiristores e resistência para limitar a corrente de curto-circuito.

3 Conversor CA-CA a Relés

3.1 Introdução

O estabilizador a relés a ser estudado neste item está mostrado na Figura 16, sendo monofásico, com uma fonte de tensão na entrada (v_i), um autotransformador (T_1) com três enrolamentos e dois relés (R_{L1} e R_{L2}) para conectar a saída aos enrolamentos do autotransformador.

O uso de autotransformadores é frequente em eletrônica de potência, quando não houver necessidade de isolamento, em virtude de terem menor volume e custo do que os transformadores com primário e secundário, por exemplo. As tensões nos enrolamentos do autotransformador foram explicitadas para servirem de exemplo no funcionamento deste conversor.

A tecnologia de estabilizador apresentada na Figura 16 é também conhecida como estabilizador com *taps* variáveis, isto é, que utiliza derivações de transformadores ou autotransformadores. Esta solução é muito empregada em sistemas de potência, para ajustar a tensão nas redes de distribuição, ajustando-se a derivação (*tap*) do transformador de distribuição presentes nas ruas próximos as residências dos consumidores.

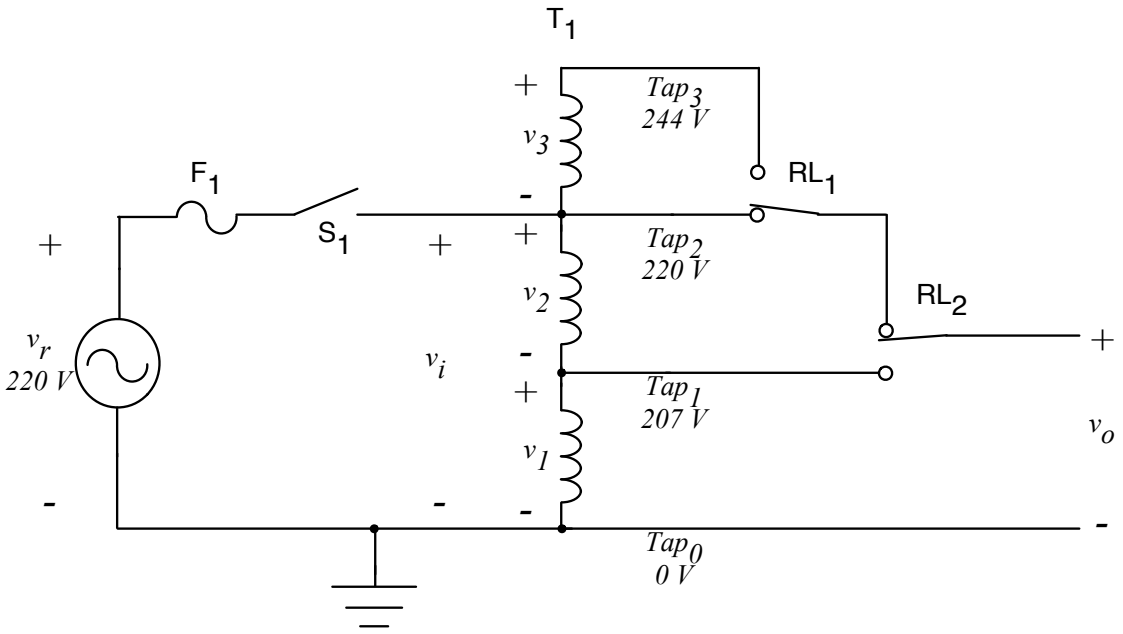


Figura 16 – Estabilizador com relés.

3.2 Princípio de Funcionamento do Estabilizador com Relés

O estabilizador da Figura 16 será estudado considerando-se que a tensão de entrada irá operar com três níveis distintos em sua tensão, sendo tensão nominal, abaixo da nominal e acima da nominal, para se exemplificar a estratégia de escolha da derivação adequada do autotransformador T_1. O circuito da Figura 16 possui um fusível de proteção na entrada (F_1) e uma chave liga-desliga (S_1), que tem a função de desconectar o circuito da rede quando não estiver em uso.

Nota-se pela Figura 16 que a posição de repouso dos contatos dos relés conectará a saída diretamente na entrada, correspondendo a situação para operação com tensão nominal ou na faixa adequada na entrada. Lembrando que as faixas de tensão da rede de energia elétrica, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST 2010, são:

- Adequada: tensão da rede entre 202 V e 231 V;
- Precária: tensão entre 191 V e 202 V ou entre 231 V e 233 V;
- Crítica: tensão abaixo de 191 V ou acima de 233 V.

O estabilizador com relés, dependendo da amplitude da tensão de entrada, pode operar em três situações distintas, descritas a seguir:

1ª Etapa (0, T_1) – A tensão de entrada está em seu valor nominal ou dentro da faixa adequada (202 até 231 V) não sendo acionado nenhum relé. A tensão de saída é igual a tensão de entrada. Os relés R_{L1} e R_{L2} estão em repouso. Esta etapa de operação é mostrada na Figura 17;

2ª Etapa (T_1, T_2) – A tensão de entrada está abaixo do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (191 até 202 V). A saída será a tensão de entrada mais a tensão do enrolamento três (*tap* 3) do autotransformador. O será R_{L1} é acionado, enquanto o R_{L2} continua em repouso. Esta etapa de operação é mostrada na Figura 18;

3ª Etapa (T_2, T_3) – A tensão de entrada está acima do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (231 até 233 V). A saída será a tensão de entrada menos a tensão do enrolamento dois (*tap* 1) do autotransformador. O será R_{L1} estará em repouso, enquanto o R_{L2} será acionado. Esta etapa de operação é mostrada na Figura 19.

As etapas de operação descritas anteriormente podem durar o tempo que for necessário, em virtude do comportamento da tensão de entrada. Aqui, para fins de estudo, considerou-se um período da rede para cada etapa de operação, para fins de simplificação.

As formas de onda da tensão de entrada (v_i), tensão de saída (v_o) e comando dos relés são mostradas na Figura 20 onde se nota que as tensões são senoidais, já que esta tecnologia de conversor não altera a forma de onda da tensão disponibilizada na saída.

A comutação dos relés foi realizada na passagem por zero da tensão de entrada (*zero crossing*), técnica comumente utilizada na indústria para minimizar os problemas de comutação discutidos anteriormente.

Para fins de simplificação, não foram considerados os tempos de comutação dos relés nas etapas de funcionamento e desenho das formas de onda mostradas na Figura 20.

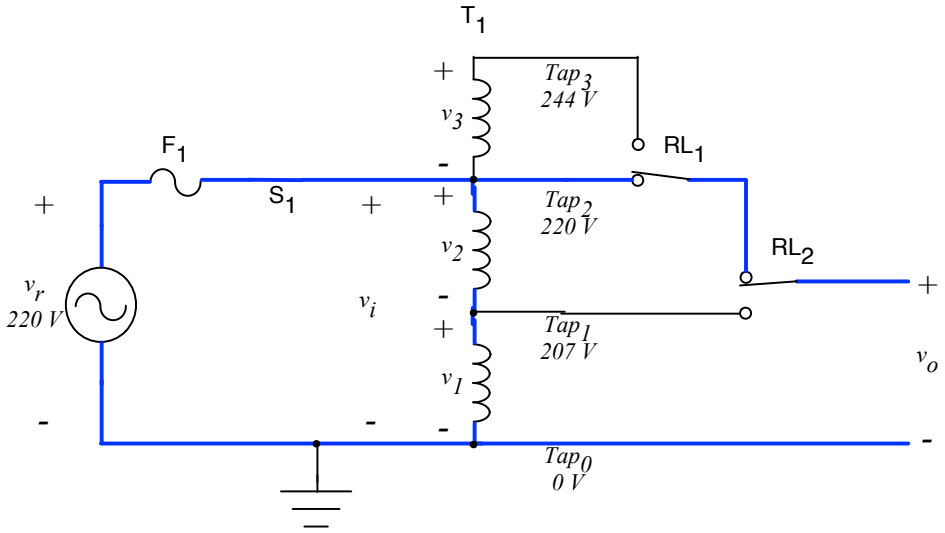


Figura 17 – Etapa de operação do estabilizador com relés para tensão de entrada nominal.

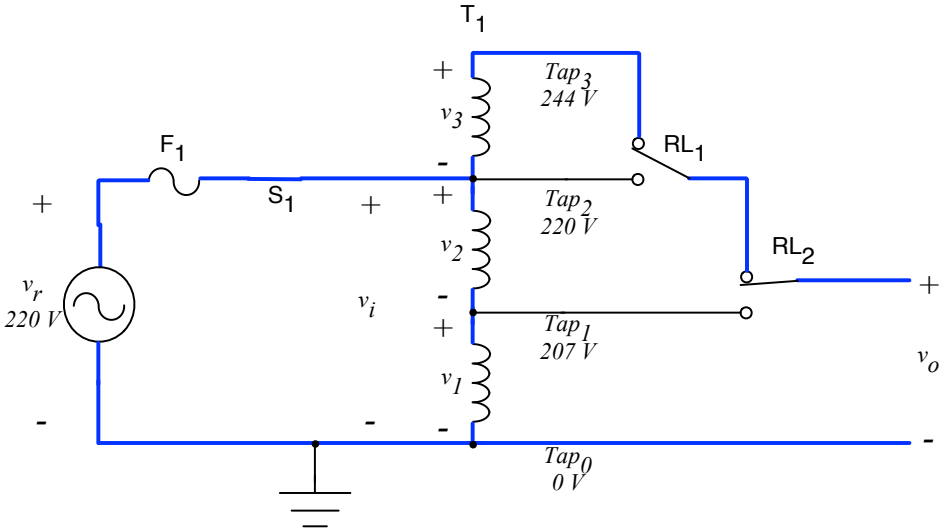


Figura 18 – Etapa de operação do estabilizador com relés para tensão de entrada abaixo do nominal.

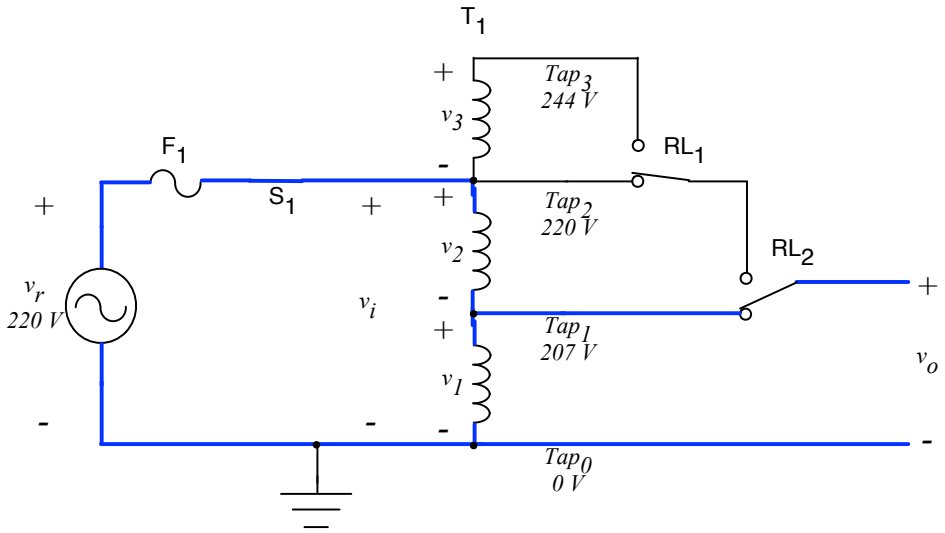


Figura 19 – Etapa de operação do estabilizador com relés para tensão de entrada acima da nominal.

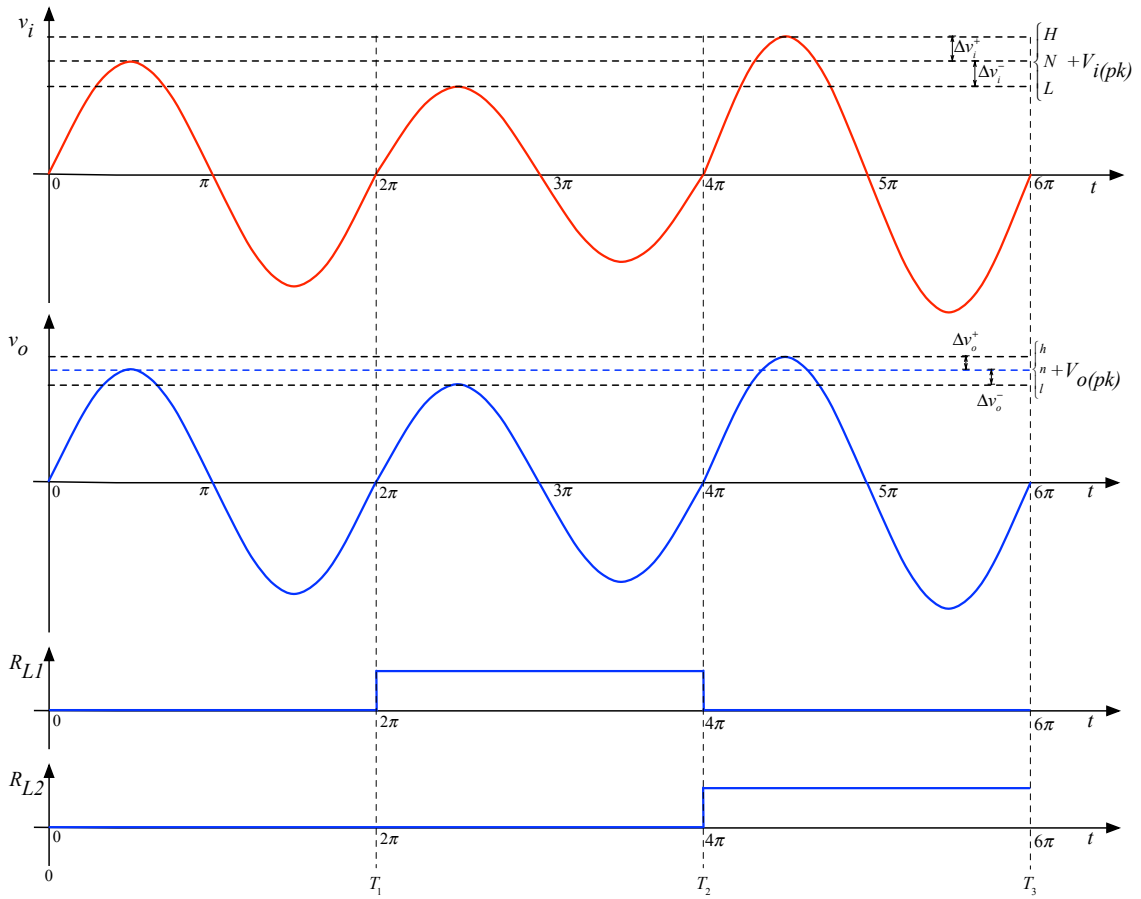


Figura 20 – Formas de onda do estabilizador com relés.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 20 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$v_i = v_r ;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$v_o = \begin{cases} v_o = v_i \rightarrow \mathrm{R_{L1}\ e\ R_{L2}off} \\ v_o = v_i + v_3 \rightarrow \mathrm{R_{L1}\ on\ e\ R_{L2}off} \\ v_o = v_i - v_2 \rightarrow \mathrm{R_{L1}\ off\ e\ R_{L2}on} \end{cases} .$$

As tensões instantâneas em cada derivação (*tap*) foram dadas na Figura 16. Considerando que a tensão de entrada seja de 220 V, se terá:

$$v_{Tap_1} = 207V \rightarrow v_i = 220V ;$$

$$v_{Tap_2} = 220V \rightarrow v_i = 220V ;$$

$$v_{Tap_3} = 244V \rightarrow v_i = 220V .$$

As tensões nos secundários são dadas por:

$$v_1 = \frac{v_i}{n_1} \rightarrow n_1 = \frac{220}{207} = 1{,}064$$;

$$v_2 = \frac{v_i}{n_2} \rightarrow n_2 = \frac{220}{220-207} = 16{,}95$$;

$$v_3 = \frac{v_i}{n_3} \rightarrow n_3 = \frac{220}{244-220} = 9{,}17$$.

Assim, durante a primeira etapa de operação, quando nenhum relé é acionado, a tensão de saída é igual a tensão de entrada. A tensão de entrada é mostrada na Figura 20 pelo seu valor nominal como sendo $V_{i(pk)}$ *N*. Esta etapa será definida como sendo:

$$v_o = v_i \rightarrow \mathrm{R_{L1}\,e\,R_{L2}off} \rightarrow 202V \le v_i \le 231V$$.

Já a segunda etapa de operação, quando a tensão de entrada estiver abaixo do valor nominal, mostrada na Figura 20 como $V_{i(pk)}$ *L*, isto é:

$$v_{i(pk)} = v_{i(pk)}L - \Delta v_i^-$$.

Assim, se a tensão de entrada estiver abaixo de 202 V, será acionado relé R_{L1}, fazendo com que a tensão de saída seja aumentada. O valor da tensão de saída será então:

$$v_o = v_i + v_3 \rightarrow \mathrm{R_{L1}\,on\,e\,R_{L2}off} \rightarrow 191V \le v_i \le 202V$$.

Assim, nos limites inferior e superior se terá:

$$v_o = v_i + v_3 \rightarrow v_o = v_i + \frac{v_i}{n_1} \rightarrow v_o = 191 + \frac{191}{9{,}17} \cong 212V$$;

$$v_o = 202 + \frac{202}{9{,}17} = 224V$$.

Nota-se que as tensões resultantes na saída estão dentro da faixa considerada adequada pela ANEEL.

Por sua vez, se a tensão de entrada estiver acima de 231 V, será acionado relé R_{L2}, fazendo com que a tensão de saída seja diminuída. O valor da tensão de saída será então:

$$v_o = v_i - v_2 \rightarrow \mathrm{R_{L1}\,off\,e\,R_{L2}on} \rightarrow 231V \le v_i \le 233V$$.

Assim, nos limites inferior e superior se terá:

$$v_o = v_i - v_2 \rightarrow v_o = v_i - \frac{v_i}{n_2} = 231 - \frac{231}{16,95} = 217,4V$$;

$$v_o = 233 - \frac{233}{16,95} = 219,2V$$.

Nota-se que as tensões resultantes na saída estão dentro da faixa considerada adequada pela ANEEL.

O valor de pico da tensão de saída é obtido diretamente por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)}$$.

As correntes na carga dependerão do tipo de carga que estará conectada na saída. Em sendo carga resistiva se terá:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o}$$.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}$$.

A potência aparente e a potência ativa na saída podem ser calculadas por:

$$S_o = V_{o(ef)} \cdot I_{o(ef)} \left[VA\right]$$.

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)}\right)^2 \left[W\right]$$.

Para cargas resistivas, a potência aparente será igual a potência ativa e o fator de potência será unitário.

4 Conversor CA-CA a Tiristores

4.1 Introdução

O estabilizador a relés a ser estudado neste item está mostrado na Figura 16, sendo monofásico, com uma fonte de tensão na entrada (v_i), um autotransformador (T_1) com três enrolamentos e dois relés (R_{L1} e R_{L2}) para conectar a saída aos enrolamentos do autotransformador.

O uso de autotransformadores é frequente em eletrônica de potência, quando não houver necessidade de isolamento, em virtude de terem menor volume e custo do que os transformadores com primário e secundário, por exemplo. As tensões nos enrolamentos do autotransformador foram explicitadas para servirem de exemplo no funcionamento deste conversor.

A tecnologia de estabilizador apresentada na Figura 16 é também conhecida como estabilizador com *taps* variáveis, isto é, que utiliza derivações de transformadores ou autotransformadores. Esta solução é muito empregada em sistemas de potência, para ajustar a tensão nas redes de distribuição, ajustando-se a derivação (*tap*) do transformador de distribuição presentes nas ruas próximos as residências dos consumidores.

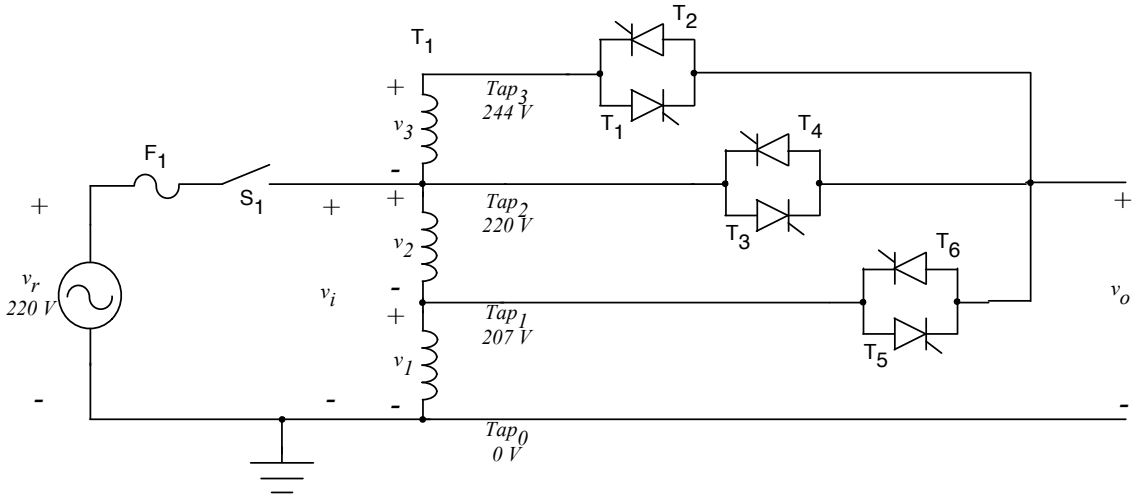


Figura 21 – Estabilizador com tiristores.

4.2 Princípio de Funcionamento do Estabilizador com Tiristores

O estabilizador da Figura 21 será estudado considerando-se que a tensão de entrada irá operar com três níveis distintos em sua tensão, sendo tensão nominal, abaixo da nominal e acima da nominal, para se exemplificar a estratégia de escolha da derivação adequada do autotransformador T_1. O circuito da Figura 21 possui um fusível de proteção na entrada (F_1) e uma chave liga-desliga (S_1), que tem a função de desconectar o circuito da rede quando não estiver em uso.

O estabilizador com tiristores, dependendo da amplitude da tensão de entrada, pode operar em três situações distintas, descritas a seguir:

1ª Etapa (0, T_1) – A tensão de entrada está em seu valor nominal ou dentro da faixa adequada (202 até 231 V). A tensão de saída é igual a tensão de entrada. O conjunto de tiristores T_3/T_4 será acionado (*on*), estando os demais conjuntos bloqueados (T_1/T_2 e T_5/T_6 *off*). Esta etapa de operação é mostrada na Figura 22;

2ª Etapa (T_1, T_2) – A tensão de entrada está abaixo do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (191 até 202 V). A saída será a tensão de entrada mais a tensão do enrolamento três (*tap* 3) do autotransformador. O conjunto de tiristores T_1/T_2 será

acionado (*on*), estando os demais conjuntos bloqueados (T_3/T_4 e T_5/T_6 *off*). Esta etapa de operação é mostrada na Figura 23;

3ª Etapa (T_2, T_3) – A tensão de entrada está acima do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (231 até 233 V). A saída será a tensão de entrada menos a tensão do enrolamento dois (*tap* 1) do autotransformador. O conjunto de tiristores T_5/T_6 será acionado (*on*), estando os demais conjuntos bloqueados (T_1/T_2 e T_3/T_4 *off*). Esta etapa de operação é mostrada na Figura 24.

As etapas de operação descritas anteriormente podem durar o tempo que for necessário, em virtude do comportamento da tensão de entrada. Aqui, para fins de estudo, considerou-se um período da rede para cada etapa de operação, para fins de simplificação.

As formas de onda da tensão de entrada (v_i), tensão de saída (v_o) e comando dos tiritores são mostradas na Figura 25 onde se nota que as tensões são senoidais, já que esta tecnologia de conversor não altera a forma de onda da tensão disponibilizada na saída.

A comutação dos tiristores foi realizada na passagem por zero da tensão de entrada (*zero crossing*), técnica comumente utilizada na indústria para minimizar os problemas de comutação discutidos anteriormente. Para fins de simplificação, não foram considerados os tempos de comutação dos tiristores nas etapas de funcionamento e desenho das formas de onda mostradas na Figura 25.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 25 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$v_i = v_r ;$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} .$$

$$v_o = \begin{cases} v_o = v_i \rightarrow \mathrm{T_3 \text{ e } T_4 \text{ on}} \\ v_o = v_i + v_3 \rightarrow \mathrm{T_1 \text{ e } T_2 \text{ on}} \\ v_o = v_i - v_2 \rightarrow \mathrm{T_5 \text{ e } T_6 \text{ on}} \end{cases} .$$

As tensões instantâneas em cada derivação (*tap*) foram dadas na Figura 21. Considerando que a tensão de entrada seja de 220 V, se terá:

$$v_{Tap_1} = 207V \rightarrow v_i = 220V ;$$

$$v_{Tap_2} = 220V \rightarrow v_i = 220V ;$$

$$v_{Tap_3} = 244V \rightarrow v_i = 220V .$$

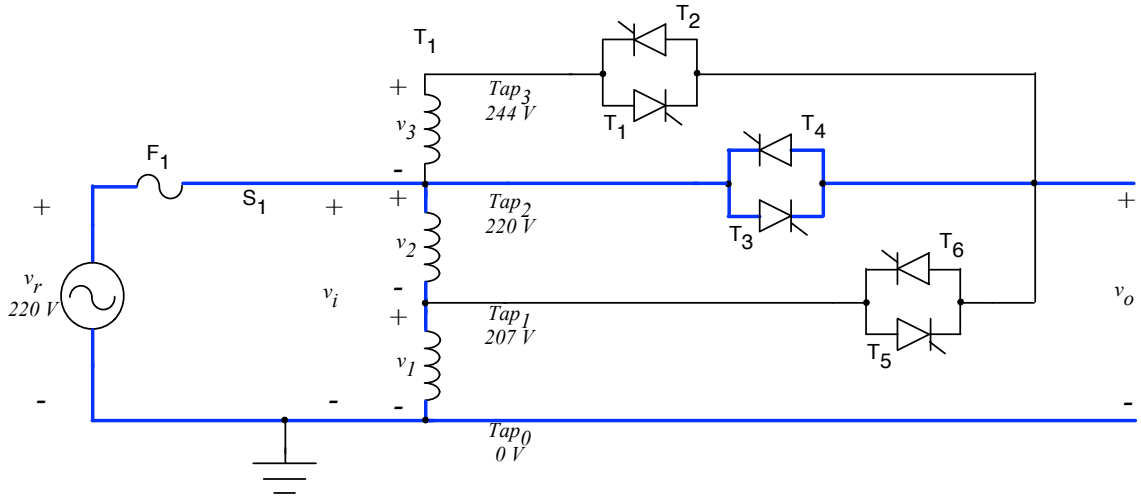


Figura 22 – Etapa de operação do estabilizador com tiristores para tensão de entrada nominal.

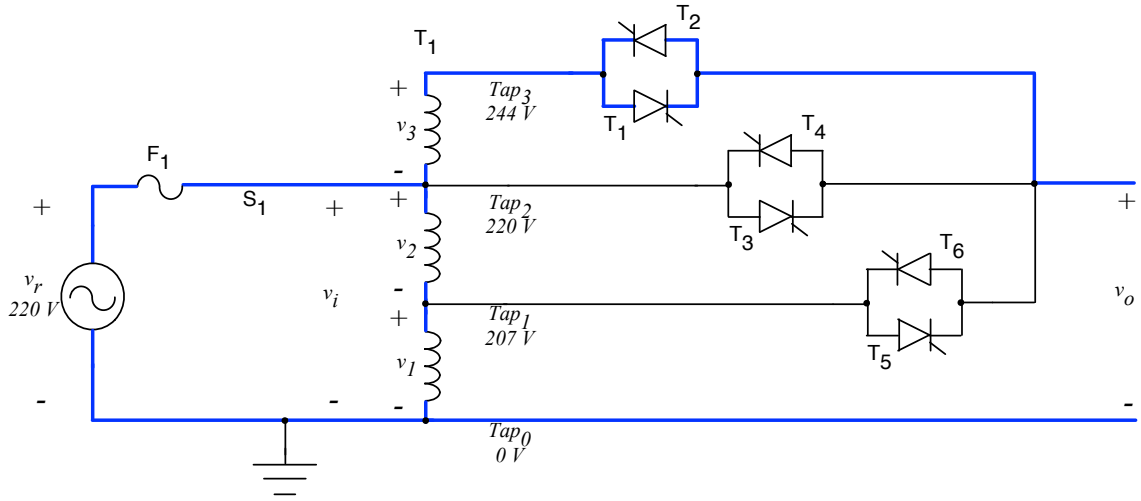


Figura 23 – Etapa de operação do estabilizador com tiristores para tensão de entrada abaixo do nominal.

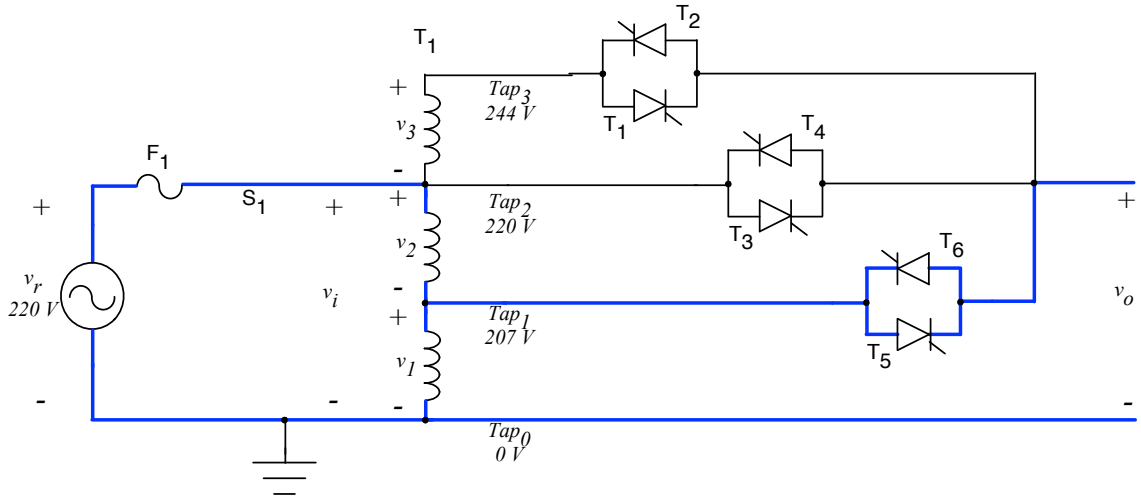


Figura 24 – Etapa de operação do estabilizador com tiristores para tensão de entrada acima da nominal.

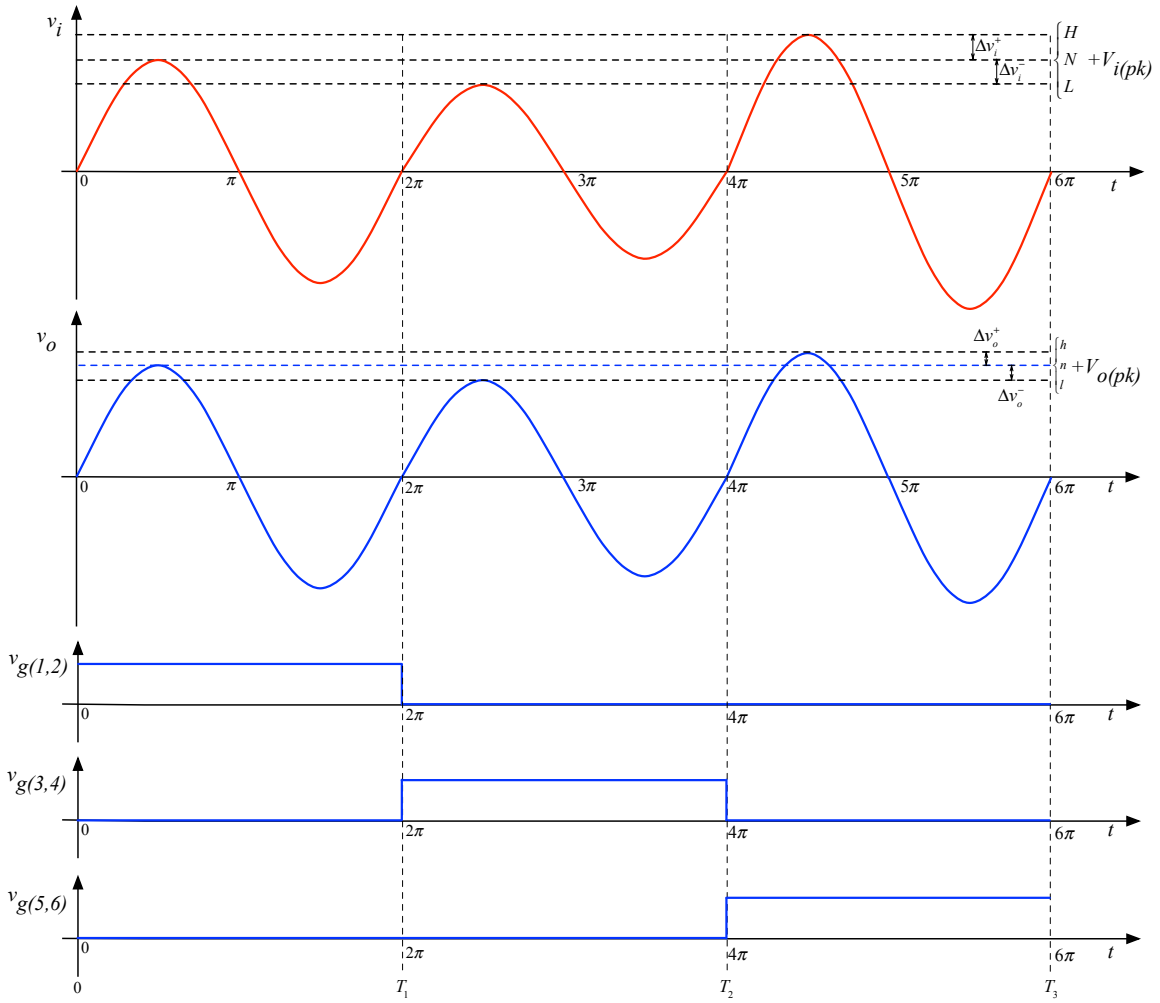


Figura 25 – Formas de onda do estabilizador com tiristores.

As tensões nos secundários são dadas por:

$$v_1 = \frac{v_i}{n_1} \rightarrow n_1 = \frac{220}{207} = 1{,}064 \quad ;$$

$$v_2 = \frac{v_i}{n_2} \rightarrow n_2 = \frac{220}{220-207} = 16{,}95 \quad ;$$

$$v_3 = \frac{v_i}{n_3} \rightarrow n_3 = \frac{220}{244-220} = 9{,}17 \quad .$$

Assim, durante a primeira etapa de operação, quando nenhum o conjunto de tiristores T_3/T_4 será acionado (*on*), estando os demais conjuntos bloqueados (T_1/T_2 e T_5/T_6 *off*), a tensão de saída é igual a tensão de entrada. A tensão de entrada é mostrada na Figura 25 pelo seu valor nominal como sendo $V_{i(pk)}$ *N*. Esta etapa será definida como sendo:

$$v_o = v_i \rightarrow \mathrm{T_3 \text{ e } T_4 \text{ on}} \rightarrow 202 \leq v_i \leq 231V \quad .$$

Já a segunda etapa de operação, quando a tensão de entrada estiver abaixo do valor nominal, mostrada na Figura 25 como $V_{i(pk)}$ *L*, isto é:

$$v_{i(pk)} = v_{i(pk)}L - \Delta v_i^- \text{ .}$$

Assim, se a tensão de entrada estiver abaixo de 202 V, será acionado (*on*) o conjunto de tiristores T_1/T_2, estando os demais conjuntos bloqueados (T_3/T_4 e T_5/T_6 *off*), fazendo com que a tensão de saída seja aumentada. O valor da tensão de saída será então:

$$v_o = v_i + v_3 \rightarrow \mathrm{T}_1 \text{ e } \mathrm{T}_2 \text{ on} \rightarrow 191 \leq v_i \leq 202V \text{ .}$$

Assim, nos limites inferior e superior se terá:

$$v_o = v_i + v_3 \rightarrow v_o = v_i + \frac{v_i}{n_1} \rightarrow v_o = 191 + \frac{191}{9{,}17} \cong 212V \text{ ;}$$

$$v_o = 202 + \frac{202}{9{,}17} = 224V \text{ .}$$

Nota-se que as tensões resultantes na saída estão dentro da faixa considerada adequada pela ANEEL.

Por sua vez, se a tensão de entrada estiver acima de 231 V, será acionado (*on*) o conjunto de tiristores T_5/T_6, estando os demais conjuntos bloqueados (T_1/T_2 e T_3/T_4 *off*), fazendo com que a tensão de saída seja diminuída. O valor da tensão de saída será então:

$$v_o = v_i - v_2 \rightarrow \mathrm{T}_5 \text{ e } \mathrm{T}_6 \text{ on} \rightarrow 231 \leq v_i \leq 233V \text{ .}$$

Assim, nos limites inferior e superior se terá:

$$v_o = v_i - v_2 \rightarrow v_o = v_i - \frac{v_i}{n_2} = 231 - \frac{231}{16{,}95} = 217{,}4V \text{ ;}$$

$$v_o = 233 - \frac{233}{16{,}95} = 219{,}2V \text{ .}$$

Nota-se que as tensões resultantes na saída estão dentro da faixa considerada adequada pela ANEEL.

O valor de pico da tensão de saída é obtido diretamente por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)} \text{ .}$$

As correntes na carga dependerão do tipo de carga que estará conectada na saída. Em sendo

carga resistiva se terá:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} \quad , \quad I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} \quad .$$

A potência aparente e a potência ativa na saída podem ser calculadas por:

$$S_o = V_{o(ef)} \cdot I_{o(ef)} \left[VA \right] .$$

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)} \right)^2}{R_o} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)} \right)^2 \left[W \right] .$$

Para cargas resistivas, a potência aparente é igual a potência ativa e o fator de potência será unitário.

5 Conversor CA-CA a Transistores

5.1 Introdução

O estabilizador a transistores a ser estudado neste item está mostrado na Figura 26, sendo monofásico, com uma fonte de tensão na entrada (v_i), quatro interruptores e um filtro de saída de segunda ordem. Este conversor é semelhante ao conversor Buck cc-cc estudado anteriormente neste curso, com a diferença de que agora são necessários bidirecionais em tensão e corrente.

O conversor Buck ca-ca é um conversor abaixador. Assim, a tensão de saída do conversor deverá ser necessariamente menor que a tensão de entrada. Uma aplicação típica da solução apresentada na Figura 26 seria um conversor com entrada em 220 V e saída em 110 V, por exemplo, podendo ser usado para alimentação de cargas com tensão estabilizada em situações que requeiram uma tensão fixa na entrada.

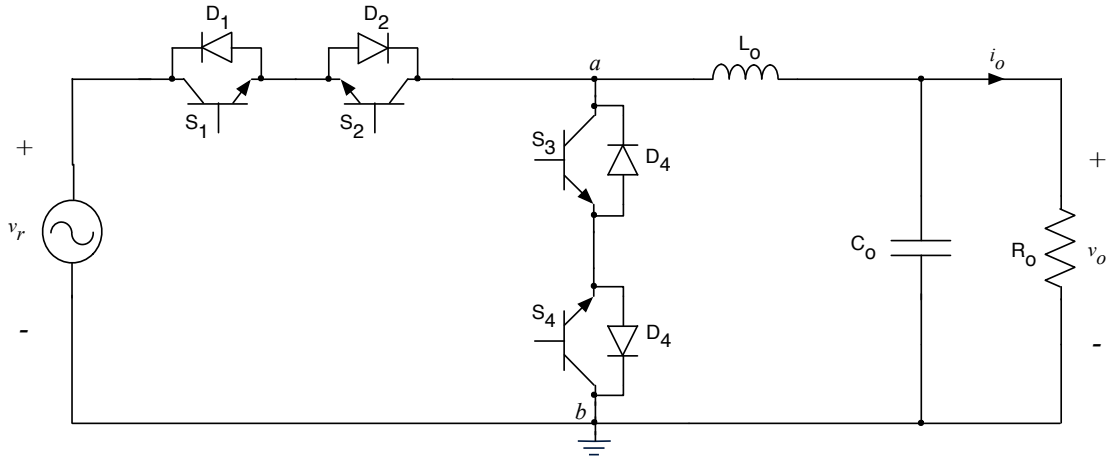


Figura 26 – Estabilizador com transistores.

5.2 Princípio de Funcionamento do Estabilizador com Transistores

O estabilizador da Figura 26 será estudado considerando-se que a tensão de entrada irá operar com três níveis distintos em sua tensão, sendo tensão nominal, abaixo da nominal e acima da nominal, para se exemplificar a estratégia de escolha da derivação adequada do autotransformador T_1. O circuito da Figura 26 é um conversor Buck, semelhante ao conversor cc-cc, mas agora com interruptores bidirecionais em tensão e corrente. Assim, o conjunto S_1/D_1 e S_2/D_2 formam o equivalente ao interruptor do conversor Buck cc-cc, enquanto o conjunto S_3/D_3 e S_4/D_4 formam o diodo do conversor cc-cc equivalente. O filtro de saída é formado pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o, sendo que a carga é resistiva formada por R_o.

O problema da comutação dos conversores ca-ca operando em alta frequência, discutido no capítulo anterior, não será levado em conta aqui, considerando-se que a comutação ocorre naturalmente do conjunto superior (S_1/D_1 e S_2/D_2) para o conjunto inferior (S_3/D_3 e S_4/D_4) responsável pela roda-livre.

O estabilizador com transistores, irá operar de maneira semelhante ao conversor Buck cc-cc, tendo etapa de condução dos interruptores superiores e a etapa de condução dos interruptores responsáveis pela roda-livre. A depender do sentido da corrente na carga, se terá elementos diferentes conduzindo.

As etapas de operação para o semiciclo positivo da tensão de entrada e corrente positiva no indutor, considerando o período de comutação dos interruptores (alta frequência) serão descritas a seguir:

1ª Etapa (0, $D \cdot T_s$) – O conjunto superior de interruptores estará conduzindo. Se a corrente no indutor for positiva, estará conduzindo S_1 e D_2, conforme mostrado na Figura 27. Caso a corrente no indutor for negativa se terá a Figura 29. Nesta etapa a fonte de entrada fornece energia ao indutor, capacitor e carga, sendo que o indutor armazena energia durante a mesma;

2ª Etapa ($D \cdot T_s$, T_s) – O conjunto inferior de interruptores estará conduzindo. Se a corrente no indutor for positiva, estará conduzindo S_3 e D_4, conforme mostrado na Figura 28. Se a corrente na carga for negativa se tem a Figura 30. Esta é a etapa de roda-livre, onde a energia transferida ao indutor na primeira etapa é transferida ao capacitor e à carga.

As etapas de operação descritas anteriormente se repetem indefinidamente, enquanto o conversor estiver ligado, em caso de condução contínua (CCM). Se a condução for descontínua (DCM), se tem mais uma etapa, descrita a seguir:

3ª Etapa ($D \cdot T_s$, T_s) – A corrente no indutor é nula e nenhum interruptor estará conduzindo. Esta etapa é mostrada na Figura 31.

As formas de onda da tensão de entrada (v_i), tensão de saída (v_o), tensão antes da filtragem (v_{ab}) e comando dos interruptores são mostradas na Figura 32, onde se nota a semelhança com as formas de onda do conversor Buck cc-cc, com a diferença que agora se tem uma variação senoidal, ou seja, a envoltória das tensões e correntes terá o formato senoidal.

As etapas de funcionamento do estabilizador com transistores, do ponto de vista da amplitude da tensão de entrada, serão descritas a seguir:

1ª Etapa (0, T_1) – A tensão de entrada está em seu valor nominal ou dentro da faixa adequada (202 até 231 V). O conversor estará operando com razão cíclica nominal, representada na Figura 32 pelo valor de 50%;

2ª Etapa (T_1, T_2) – A tensão de entrada está abaixo do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (191 até 202 V). A razão cíclica do conversor será maior que 50%, por exemplo 70% como mostrado na Figura 32;

3ª Etapa (T_2, T_3) – A tensão de entrada está acima do seu valor nominal, ou seja, na faixa precária (231 até 233 V). A razão cíclica será inferior a 50%. Na Figura 32 as formas de onda mostradas são para razão cíclica de 20%.

As etapas de funcionamento descritas anteriormente podem durar o tempo que for necessário, em virtude do comportamento da tensão de entrada. Aqui, para fins de estudo, considerou-se um período da rede para cada etapa de funcionamento, para fins de simplificação.

A frequência de operação do conversor será definida como F_s, sendo superior a frequência da rede de energia elétrica (F_r), para que a forma de onda da tensão de saída apresente a qualidade desejada, inclusive de acordo com normas que estabelecem os níveis máximos de conteúdo harmônico. Assim, o período de chaveamento será:

$$T_s = \frac{1}{F_s}.$$

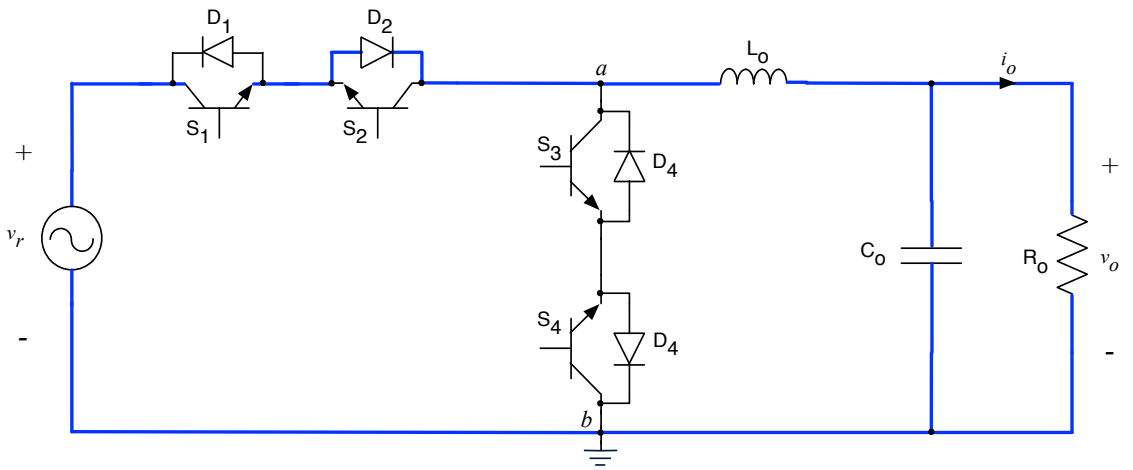


Figura 27 – Primeira etapa de operação do estabilizador transistorizado com corrente positiva no indutor.

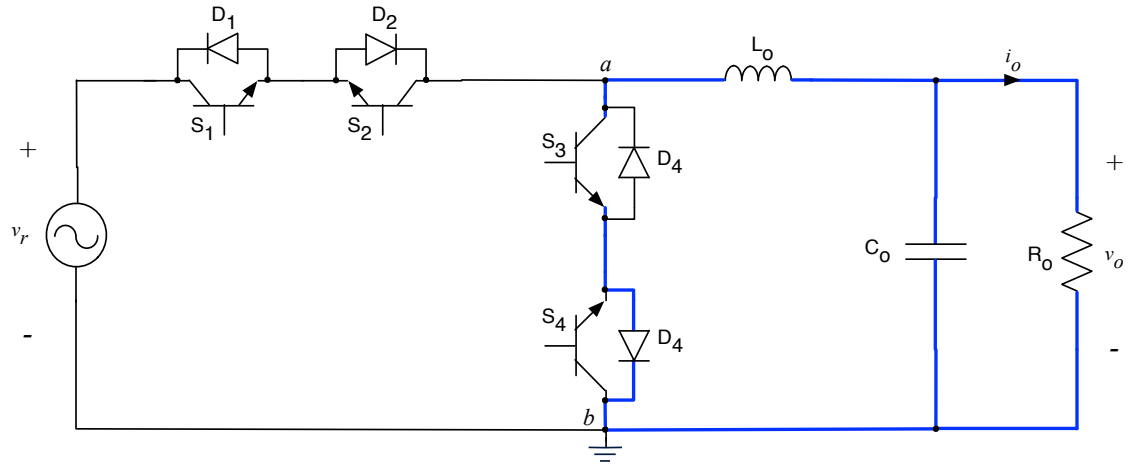


Figura 28 – Segunda etapa de operação do estabilizador transistorizado com corrente positiva no indutor.

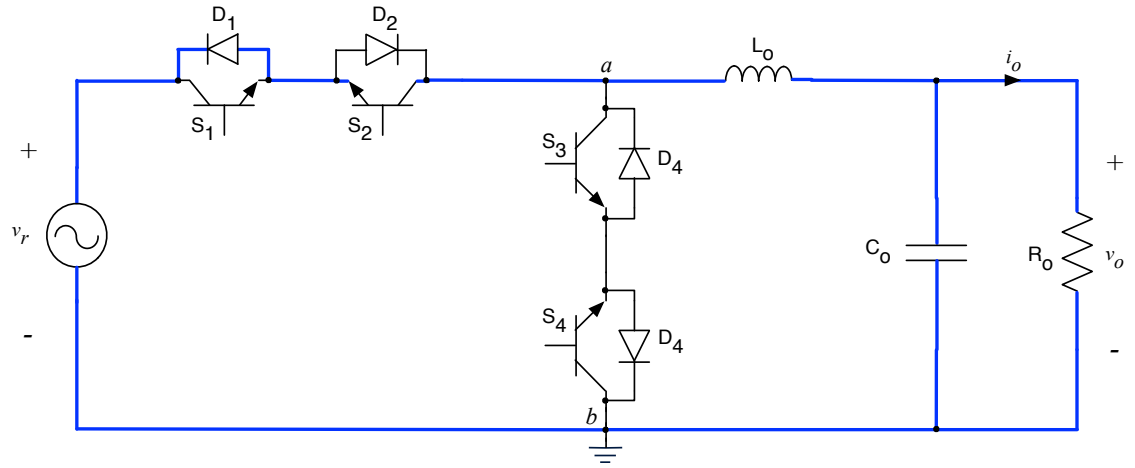


Figura 29 – Primeira etapa de operação do estabilizador transistorizado com corrente negativa no indutor.

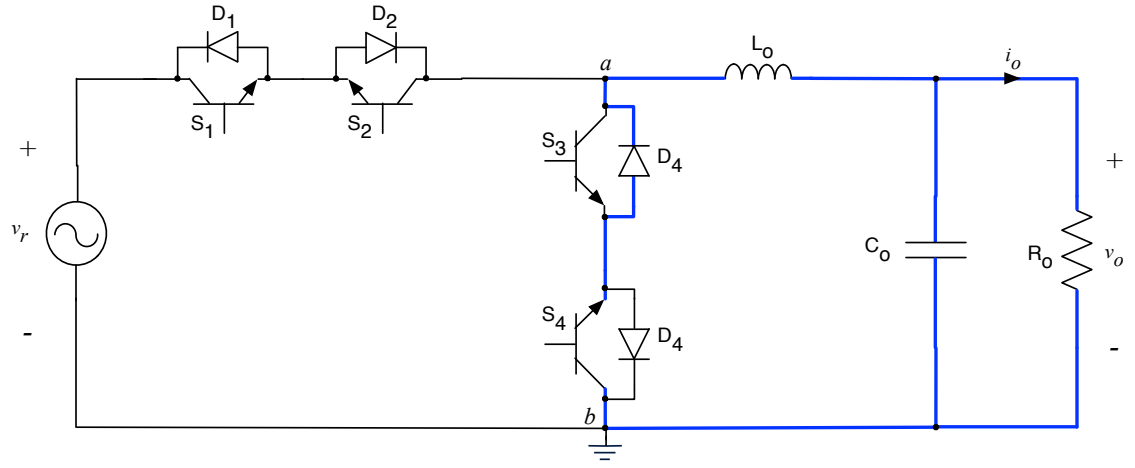


Figura 30 – Segunda etapa de operação do estabilizador transistorizado com corrente negativa no indutor.

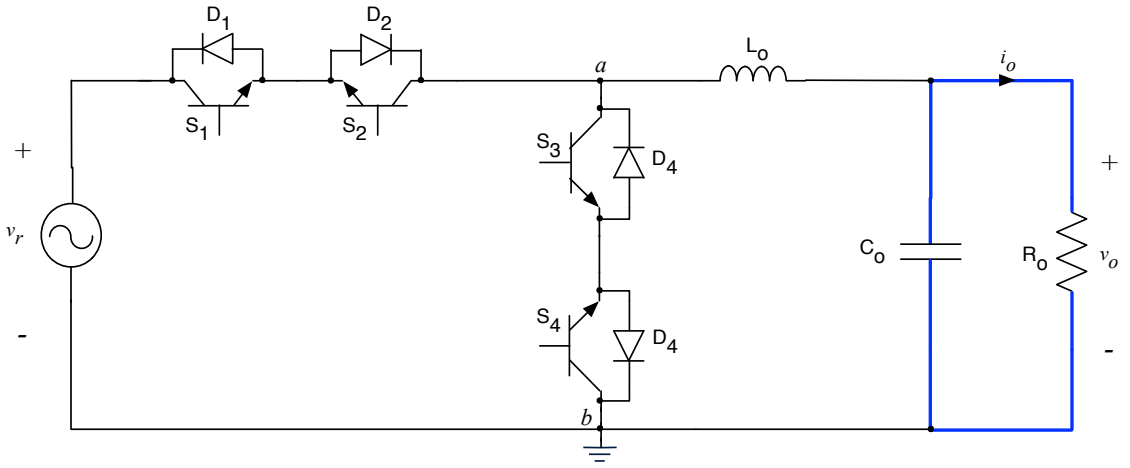


Figura 31 – Terceira etapa de operação do estabilizador transistorizado para condução descontínua.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 32 pelo seu valor de pico (V_{pk}), sendo dada por:

$$v_i = v_r = V_{i(pk)} \cdot seno(\omega \cdot t) \rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot F_r \text{;}$$

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}} \text{.}$$

A tensão após os interruptores superiores (v_{ab}) e antes da filtragem, será:

$$v_{ab}(t) = v_i(t) \cdot d(t) \text{.}$$

A razão cíclica é fixa. Considerando componentes ideais:

$$v_{ab}(t) = v_i(t) \cdot D \text{.}$$

A tensão média no indutor deverá ser nula, pois o mesmo não poderá armazenar energia indefinidamente. Assim, considerando os períodos de comutação dos interruptores (alta frequência):

$$V_{Lo} = 0 \text{.}$$

Assim:

$$v_o(t) = v_{ab}(t) = v_i(t) \cdot D = V_{i(pk)} \cdot seno(\omega \cdot t) \cdot D \text{.}$$

Deste modo, considerando componentes ideais, a amplitude máxima na saída será:

$$V_{o(pk)} = D \cdot V_{i(pk)} \text{.}$$

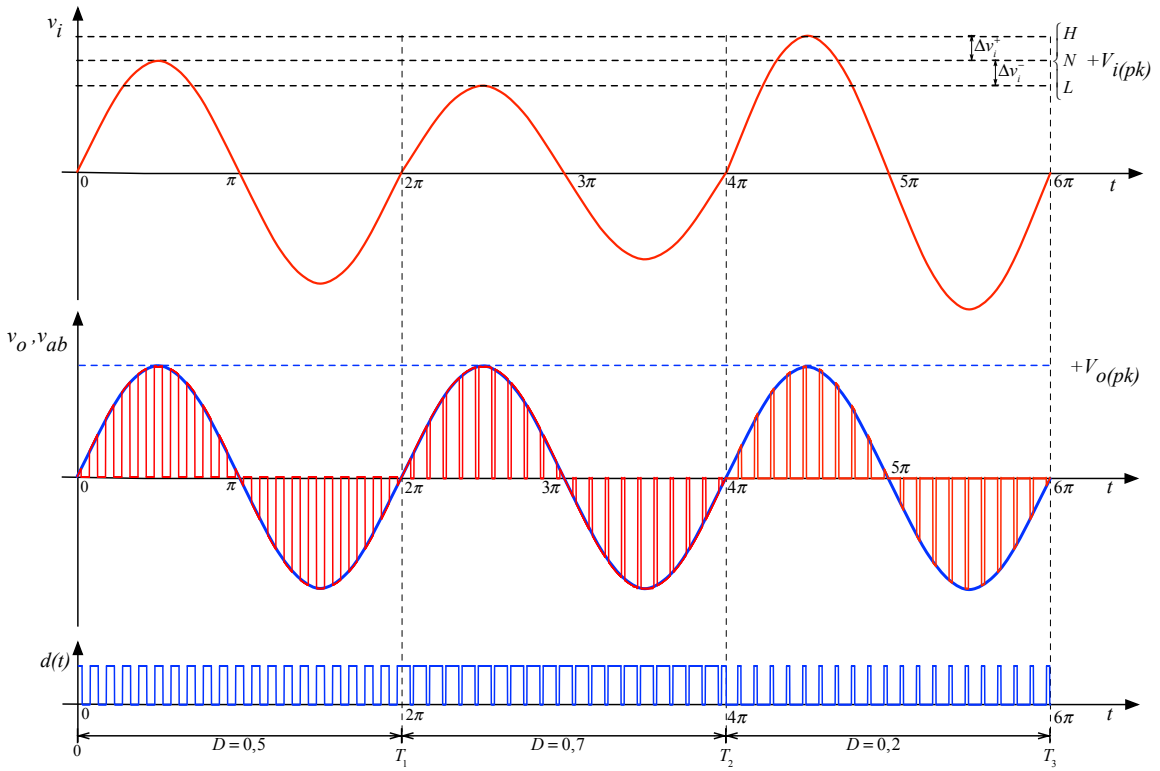


Figura 32 – Formas de onda do estabilizador com transistores.

Em valores eficazes se tem:

$$V_{o(ef)} = D \cdot V_{i(ef)}$$

Note que a tensão de pico antes da filtragem é igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{ab(pk)} = V_{i(pk)} .$$

As tensões máximas sobre os interruptores são:

$$V_{S1 \to S4} = V_{D1 \to D4} = V_{i(pk)} .$$

As correntes na carga dependerão do tipo de carga que estará conectada na saída. Em sendo carga resistiva se terá:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} .$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} .$$

A potência aparente e a potência ativa na saída podem ser calculadas por:

$$S_o = V_{o(ef)} \cdot I_{o(ef)} \left[VA \right].$$

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)} \right)^2}{R_o} = R_o \cdot \left(I_{o(ef)} \right)^2 \left[W \right].$$

Para cargas resistivas, a potência aparente é igual a potência ativa e o fator de potência será unitário.

As correntes nos interruptores, simplificadamente podem ser consideradas a partir da corrente da carga, fazendo-se os devidos ajustes em virtude da razão cíclica de operação do estabilizador. Se a razão cíclica variar muito, então por segurança considera-se as correntes nos interruptores com amplitudes semelhantes a corrente no indutor e carga.

6 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação dos conversores estudados neste capítulo é realizada para fins de entendimento do princípio de funcionamento dos estabilizadores de tensão alternada, seja com relés, tiristores ou transistores, conforme foi estudado nos itens anteriores.

6.1 Simulação do Estabilizador de Tensão com Relés

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 33, com características distintas daquelas utilizadas durante a aula, em virtude dos modelos disponíveis no simulador. Foram utilizadas relações de transformação iguais para os quatro secundários, todas com relação de 3:1. O circuito é composto por uma fonte de tensão na entrada, o transformador com cinco enrolamentos, sendo um primário e quatro secundários, carga resistiva e três relés. Todos os componentes do circuito são ideais. A fonte de entrada possui 220 V eficazes. A carga possui uma resistência de 22 Ω. O tempo de simulação foi de 200 ms e passo de cálculo de 0,1 ms (100 μs). Os relés foram acionados sequencialmente, nos tempos de 50 ms, 100 ms e 150 ms.

A Figura 35 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com três situações distintas, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), e os sinais de comando dos relés.

Na primeira situação de funcionamento, entre 0 e 50 ms, os relés ficam sem situação de repouso e pela configuração do circuito, a tensão de saída será com a máxima amplitude, como pode ser visto na figura; a carga está conectada na tensão equivalente a soma dos quatro secundários (4 x 73,3 V = 293,2 V).

A seguir, entre 50 ms e 100 ms, se aciona o primeiro relé, que neste caso conecta a carga em uma tensão que é a soma de três secundários, equivalendo a 3 x 73,3 V = 219,9 V, ou seja, a saída é igual a entrada.

Em continuidade, entre 100 ms e 150 ms, se aciona o segundo relé, ficando a saída ligada em dois secundários, com tensão de 2 x 73,3 V = 146,6 V.

Por fim, entre 150 ms e 200 ms é acionado o terceiro relé, conectando a saída em apenas um secundário, ficando com tensão de 73,3 V.

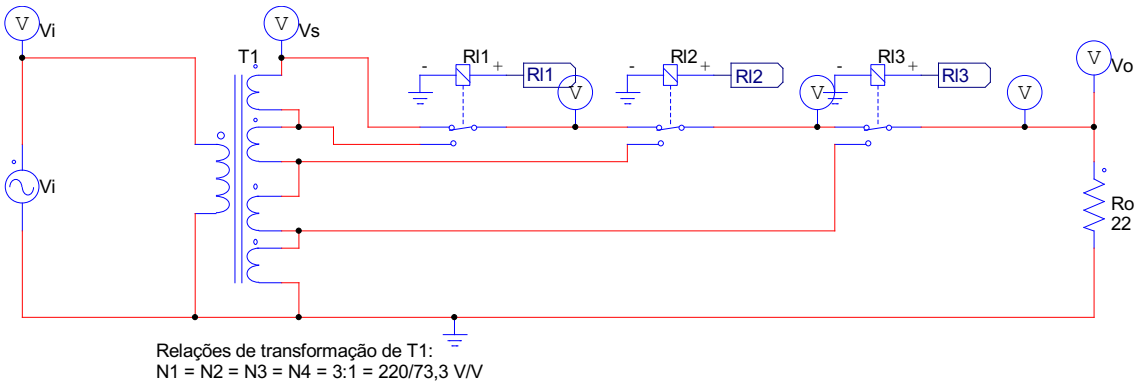


Figura 33 – Circuito do estabilizador com relés simulado no Psim.

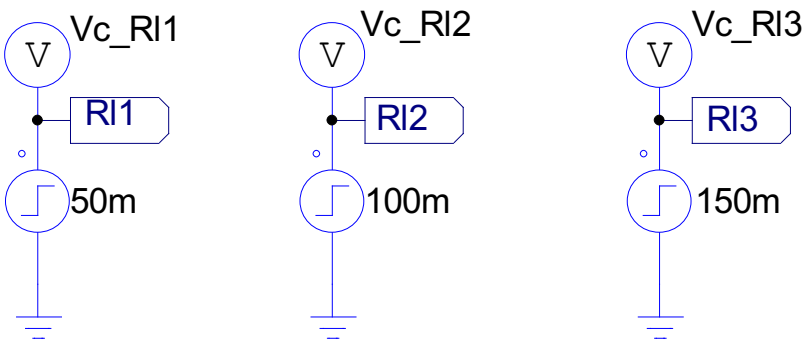


Figura 34 – Detalhes do sinal de comando dos relés.

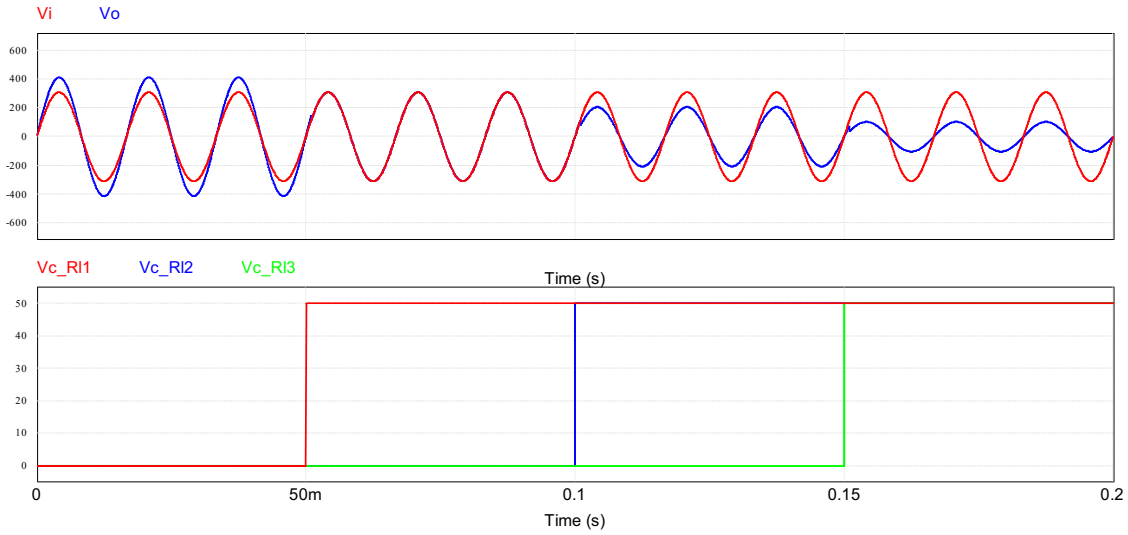


Figura 35 – Principais formas de onda para acionamento sequencial dos relés.

6.1 Simulação do Estabilizador de Tensão com Tiristores

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 33, com características distintas daquelas utilizadas durante a aula, em virtude dos modelos disponíveis no simulador. Foram utilizadas relações de transformação iguais para os quatro secundários, todas com relação de 3:1. O circuito é composto por uma fonte de tensão na entrada, o transformador com cinco enrolamentos, sendo um primário e quatro secundários, carga resistiva e quatro tiristores (TRIACs). Todos os componentes do circuito são ideais. A fonte de entrada possui 220 V eficazes. A carga possui uma resistência de 22 Ω. O tempo de simulação foi de 100 ms e passo de cálculo de 0,01 ms (10 μs). Os tiristores foram acionados sequencialmente, nos tempos de 20 ms, 40 ms, 60 ms e 80 ms, sempre na passagem por zero (*zero crossing*) da tensão de entrada.

A Figura 35 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com cinco situações distintas, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), e os sinais de comando dos tiristores.

Na primeira situação de funcionamento, entre 0 e 20 ms, nenhum tiristor foi acionado, ficando a saída desconectada da rede, tendo assim amplitude nula. Em seguida, entre 20 ms e 40 ms, se aciona o primeiro tiristor (T_1), a tensão de saída terá a máxima amplitude, como pode ser visto na figura; a carga está conectada na tensão equivalente a soma dos quatro secundários (4 x 73,3 V = 293,2 V).

A seguir, entre 40 ms e 60 ms, se aciona o segundo tiristor (T_2), que neste caso conecta a carga em uma tensão que é a soma de três secundários, equivalendo a 3 x 73,3 V = 219,9 V, ou seja, a saída é igual a entrada. Em continuidade, entre 60 ms e 80 ms, se aciona o terceiro tiristor (T_3), ficando a saída ligada em dois secundários, com tensão de 2 x 73,3 V = 146,6 V.

Por fim, entre 80 ms e 100 ms é acionado o quarto tiristor (T_4), conectando a saída em apenas um secundário, ficando com tensão de 73,3 V.

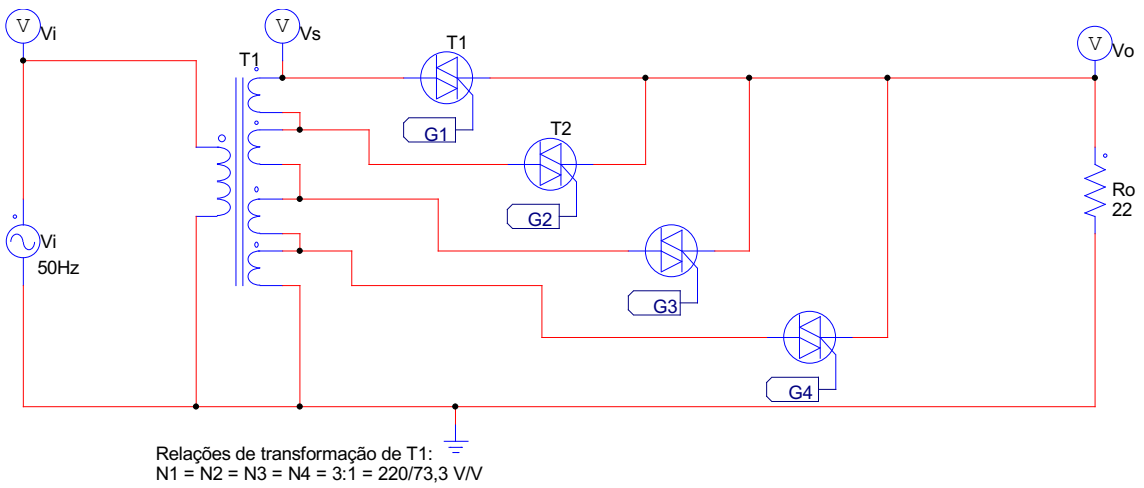


Figura 36 – Circuito do estabilizador com tiristores simulado no Psim.

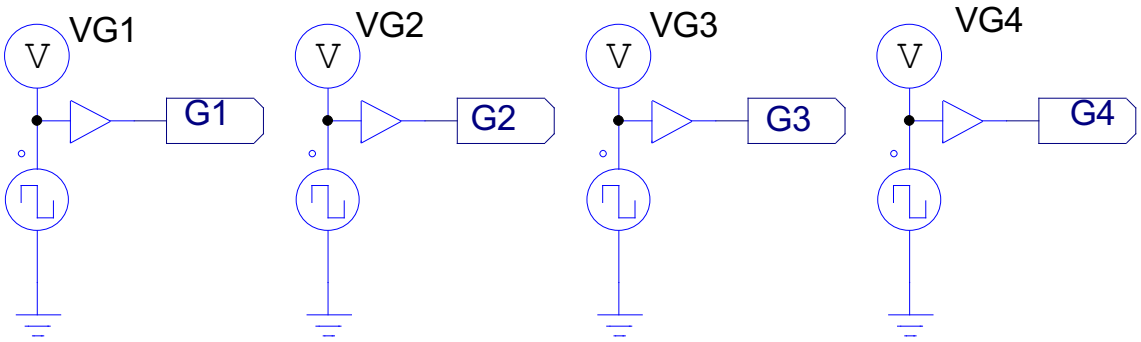


Figura 37 – Detalhes do sinal de comando dos tiristores.

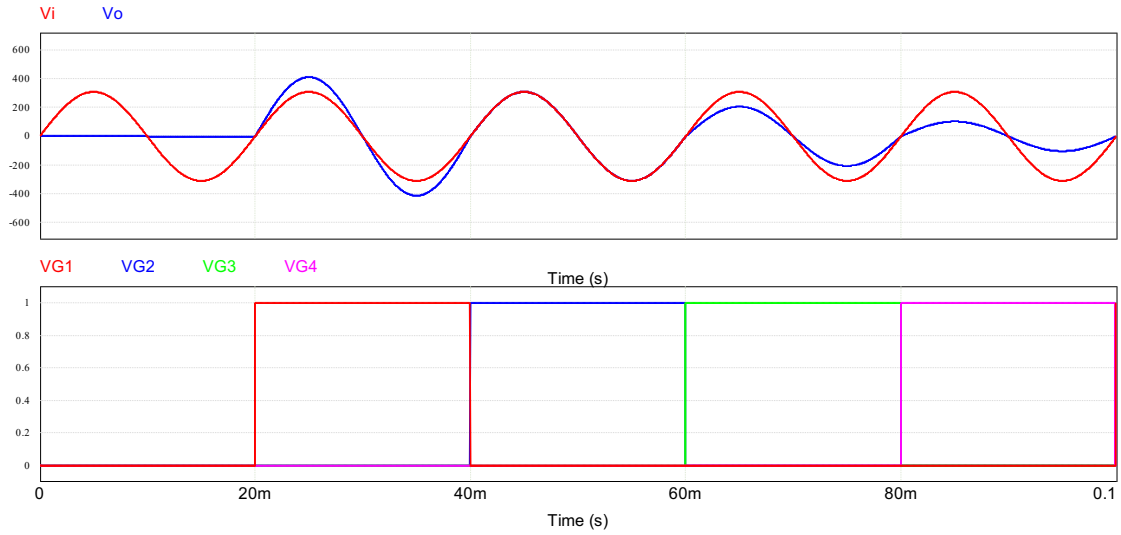


Figura 38 – Principais formas de onda para acionamento sequencial dos tiristores.

6.1 Simulação do Estabilizador de Tensão com Transistores

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 39, semelhante ao que foi estudado neste capítulo anteriormente. O circuito é composto por uma fonte de tensão na entrada, carga resistiva, filtro de saída e quatro interruptores bidirecionais (diodos e transistores). Todos os componentes do circuito são ideais. A fonte de entrada possui 220 V eficazes. A carga possui uma resistência de 22 Ω. O filtro do estabilizador é formado pela indutância de 10 mH e pela capacitância de 330 µF. O tempo de simulação foi de 50 ms e passo de cálculo de 0,0001 ms (0,1 µs). Note que a frequência de comutação é de 1 kHz. Os elementos ON1 e ON2 são utilizados pelo Psim para comandar interruptores, equivalente a *drivers* de acionamento do interruptor. Não se utilizou tempo morto para acionamento dos interruptores, visto o Psim considerar os componentes como ideais.

A Figura 41 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com razão cíclica de 10%, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), tensão antes da filtragem (v_{ab}) e corrente no indutor (i_{Lo}).

Por sua vez, as Figura 42 e Figura 43 mostram as formas de onda para operação com razão

cíclica de 50% e 90%, respectivamente. Pode-se notar que a tensão após os interruptores (v_{ab}) é semelhante a do conversor cc-cc Buck, mas agora com envoltória senoidal, que em seguida é filtrada por L_o e C_o, resultando em uma tensão senoidal pura na saída do estabilizador.

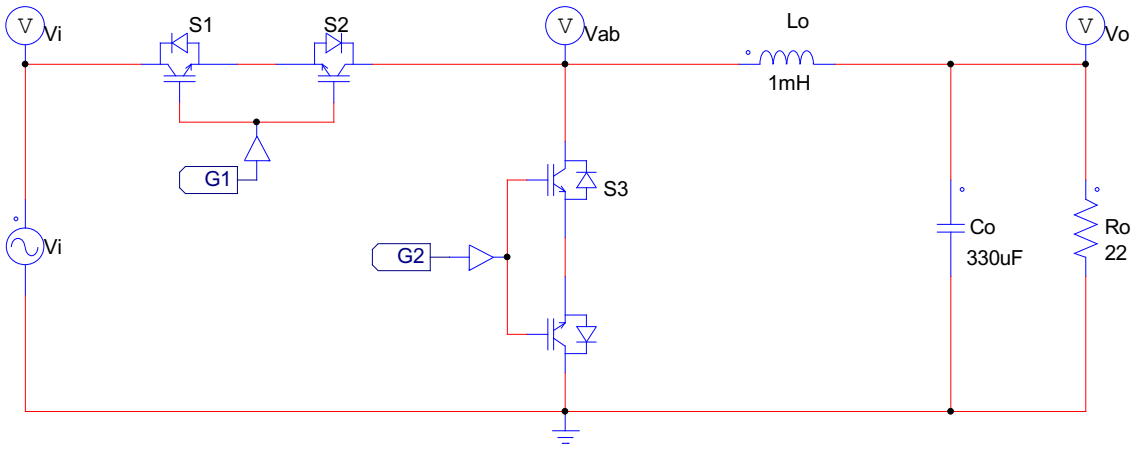


Figura 39 – Circuito do estabilizador com transistores simulado no Psim.

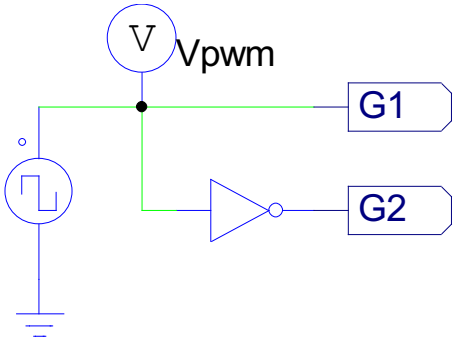


Figura 40 – Detalhes do circuito de comando do estabilizador.

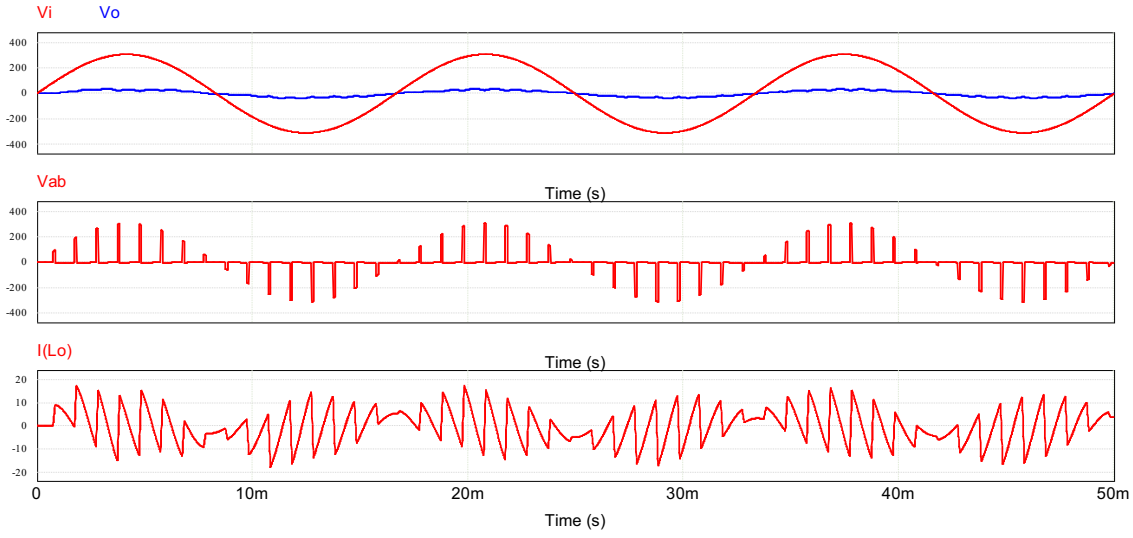


Figura 41 – Principais formas de onda para razão cíclica de 10%.

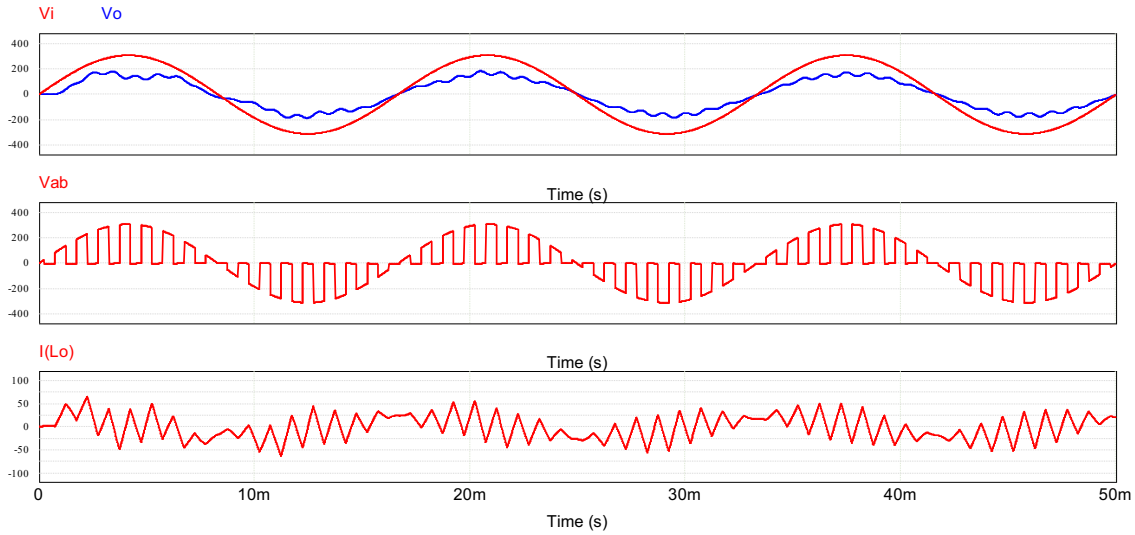


Figura 42 – Principais formas de onda para razão cíclica de 50%.

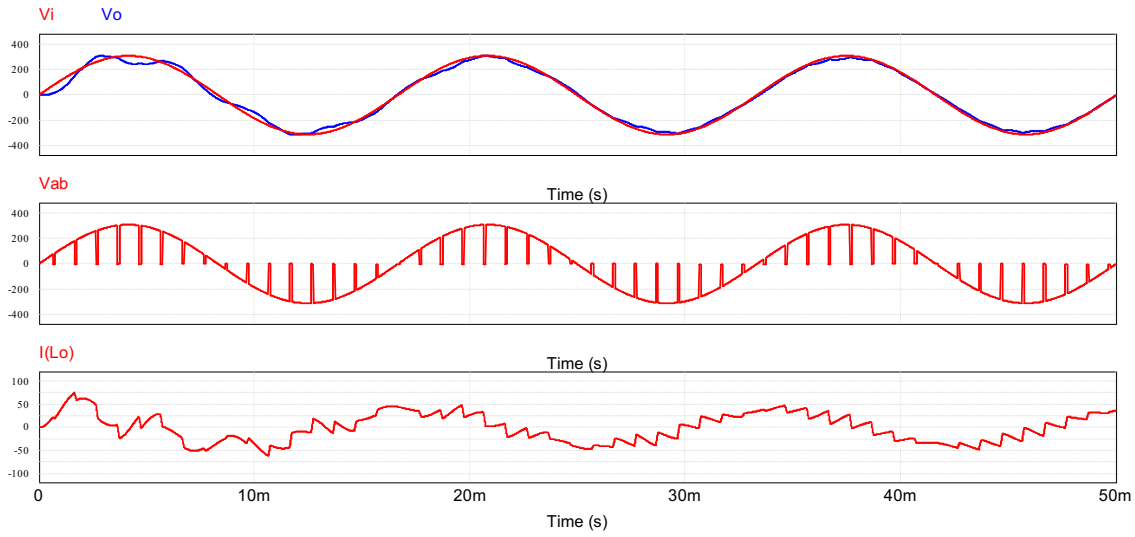


Figura 43 – Principais formas de onda para razão cíclica de 90%.

7 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 16, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo R_{L1} acionado e R_{L2} em repouso, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;

- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

Como o primeiro relé foi acionado e o segundo está em repouso, então a tensão de saída será dada por:

$$v_o = v_i + v_3 \rightarrow v_o = v_i + \frac{v_i}{n_1} \rightarrow v_o = 220 + \frac{220}{9{,}17} \cong 244V$$

.

A tensão de pico na saída será:

$$V_{o(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{o(ef)} = \sqrt{2} \cdot 244 = 345V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{345}{10} = 34{,}5A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{244}{10} = 24{,}4A$$

.

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = \frac{\left(244\right)^2}{10} = 5{,}95kW$$

.

O valor de 244 V na saída está fora da faixa adequada, que vai até 231 V.

ER 02) Considerando o circuito da Figura 21, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo acionados os tiristores T_5/T_6 apenas, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;
- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

Como foram acionados os tiristores T_5 e T_6, então a tensão de saída será dada por:

$$v_o = v_i - v_2 \rightarrow v_o = v_i - \frac{v_i}{n_2} = 220 - \frac{220}{16{,}95} = 207V$$

.

A tensão de pico na saída será:

$$V_{o(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{o(ef)} = \sqrt{2} \cdot 207 \cong 293V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{293}{10} = 29,3A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{207}{10} = 20,7A$$

.

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = \frac{\left(207\right)^2}{10} = 4,28kW$$

.

O valor de 207 V está dentro da faixa adequada, que vai de 202 V até 231 V.

ER 03) Considerando o circuito da Figura 26, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, operando com razão cíclica de 50%, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

Com razão cíclica de 50% a tensão de saída será:

$$V_{o(ef)} = D \cdot V_{i(ef)} = 0,5 \cdot 220 = 110V$$

.

A tensão de pico na saída será:

$$V_{o(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{o(ef)} = \sqrt{2} \cdot 110 = 155,6V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{155,6}{10} = 15,56A$$

.

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{110}{10} = 11A$$

.

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{\left(V_{o(ef)}\right)^2}{R_o} = \frac{\left(110\right)^2}{10} = 1,21kW$$

.

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 16, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo R_{L2} acionado e R_{L1} em repouso, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;
- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

EP 02) Considerando o circuito da Figura 21, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo acionados os tiristores T_3/T_4 apenas, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;
- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

EP 03) Considerando o circuito da Figura 26, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, operando com razão cíclica de 80%, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 04) Considerando o circuito da Figura 26, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, operando com razão cíclica de 100%, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 05) Considerando o circuito da Figura 21, com tensão de entrada de 110 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo acionados os tiristores T_1/T_2 apenas, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 06) Considerando o circuito da Figura 16, com tensão de entrada de 190 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo R_{L1} acionado e R_{L2} em repouso, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;
- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

EP 07) Comente sobre as diferenças de se utilizar relés, tiristores e transistores para implementar estabilizadores de tensão alternada.

EP 08) Por que atualmente não é necessário utilizar estabilizadores de tensão em fontes de notebooks?

EP 09) Cite cargas onde é necessário o emprego de estabilizadores de tensão alternada.

EP 10) Qual a maior dificuldade para se implementar estabilizadores de tensão com transistores e operando em alta frequência?

EP 11) Considerando o circuito da Figura 16, com tensão de entrada de 2300 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω, sendo R_{L1} acionado e R_{L2} em repouso, determine:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga;
- A tensão de saída está de acordo com a faixa adequada da ANEEL?

EP 12) Cite cargas que dispensam o uso de estabilizadores, pelo fato de suas fontes de alimentação serem projetadas para operarem com tensão universal na entrada.

8 Laboratório

8.1 Introdução

Esta aula de laboratório tem por objetivo consolidar os conhecimentos obtidos nas aulas teóricas referentes ao estudo de conversores ca-ca monofásicos, especificamente sobre estabilizadores de tensão.

Em síntese, objetiva-se:

- Ensaiar estabilizadores de tensão não-isolados e isolados;
- Verificar os limites de operação do estabilizador;
- Comparar os valores medidos com a norma NBR – 14373/2006.

8.2 Estabilizador de Tensão Monofásico

A partir das informações contidas na placa de identificação ou no manual do usuário do estabilizador faça as anotações conforme solicitado na tabela 1.

Conecte o estabilizador na rede de energia elétrica e com base na forma de onda apresentada pelo osciloscópio, faça um esboço da mesma na Figura 44.

Tabela 1 – Dados de placa e do manual do estabilizador.

Característica	Anotação do dado
Fabricante	
Modelo	
Frequência de operação	
Tensão nominal de entrada	
Tensão nominal de saída	
Potência aparente	
Potência ativa	
Variação na tensão de entrada para operação em 115 V	
Variação na tensão de entrada para operação em 220 V	
Regulação da tensão de saída	

8.2.1 Operação com tensão nominal de 115 V

Ajuste o variador de tensão para 115 V e em seguida faça ajustes conforme as tabelas 2 e 3, anotando os valores medidos nas colunas correspondentes.

Tabela 2 – Limites de operação abaixo de 115 V.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na entrada [V]	Tensão na saída [V]

115		
105		
95		
85		

Tabela 3 – Limites de operação acima de 115 V.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na entrada [V]	Tensão na saída [V]
115		
125		
140		

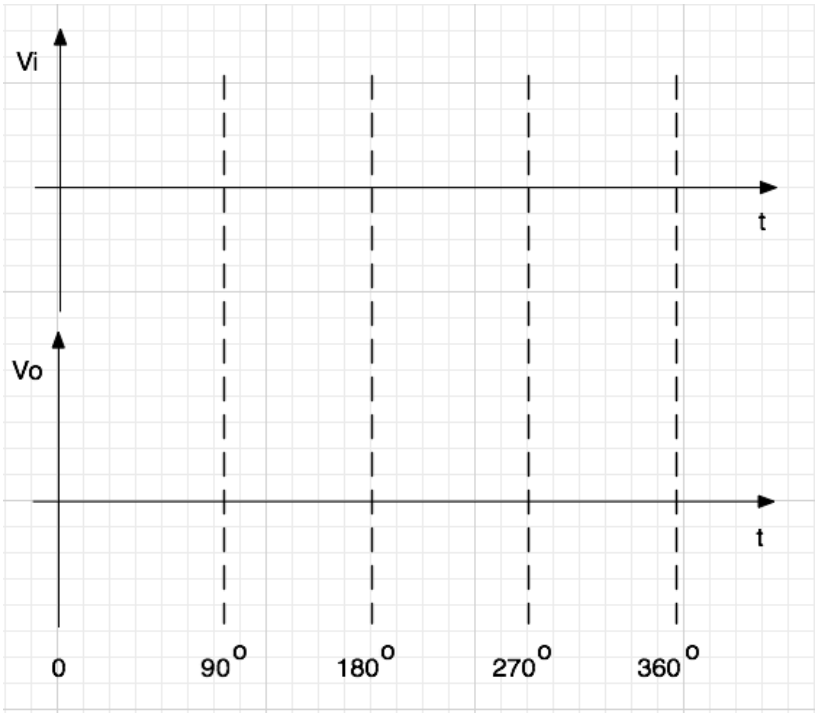


Figura 44 – Principais formas de onda do estabilizador ensaiado.

8.2.1 Operação com tensão nominal de 115 V

Ajuste o variador de tensão para 220 V e em seguida faça ajustes conforme as tabelas 4 e 5, anotando os valores medidos nas colunas correspondentes.

Tabela 4 – Limites de operação abaixo de 220 V.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na entrada [V]	Tensão na saída [V]
220		
210		
200		
190		
175		

Tabela 5 – Limites de operação acima de 220 V.

Ajuste varivolt [V]	Tensão na entrada [V]	Tensão na saída [V]
220		

230		
240		
244		

8.3 Questões

1) A regulação em 115 V e em 220 V se mantém linear ou apresenta diferenças de comportamento?
2) Construa um gráfico com os valores medidos conforme a figura a seguir.
3) Compare os valores medidos com os valores regulamentados pela norma NBR – 14373/2006.

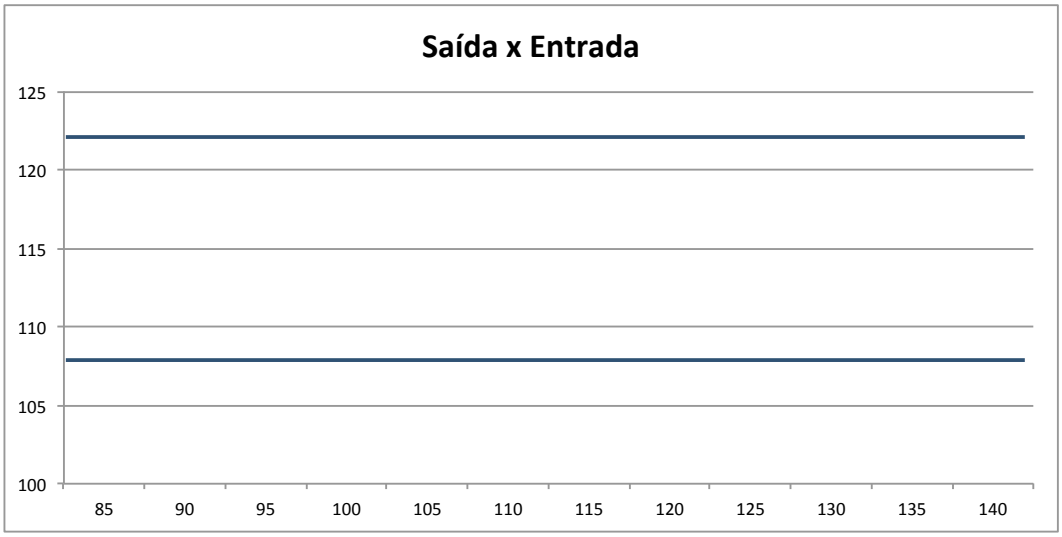


Figura 45 - Operação em 115 V.

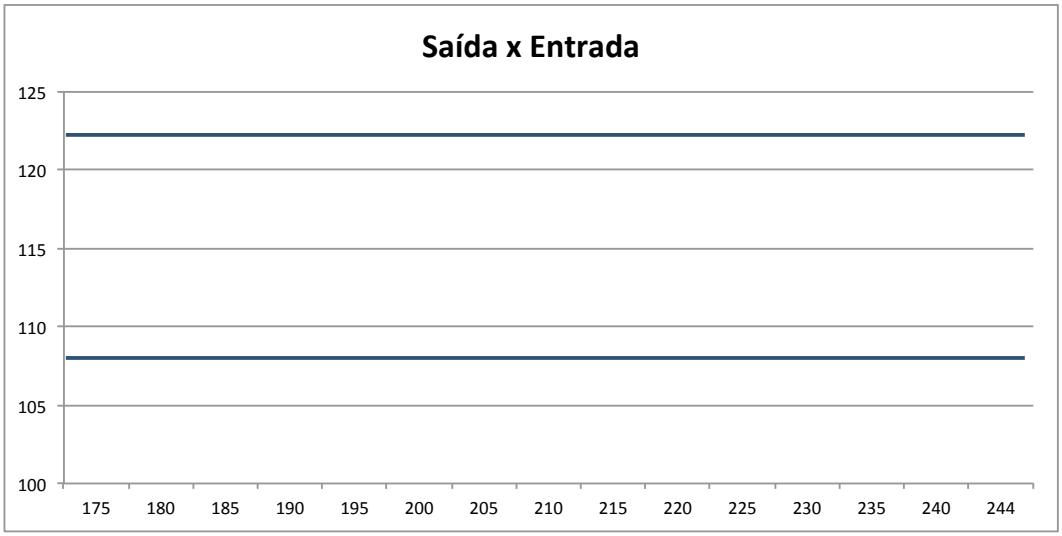


Figura 46 - Operação em 220 V.

9 Referências

[1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

[2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

[3] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.

[4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.

[5] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[6] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

[7] Prodist, módulo 8. Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST. 2010.